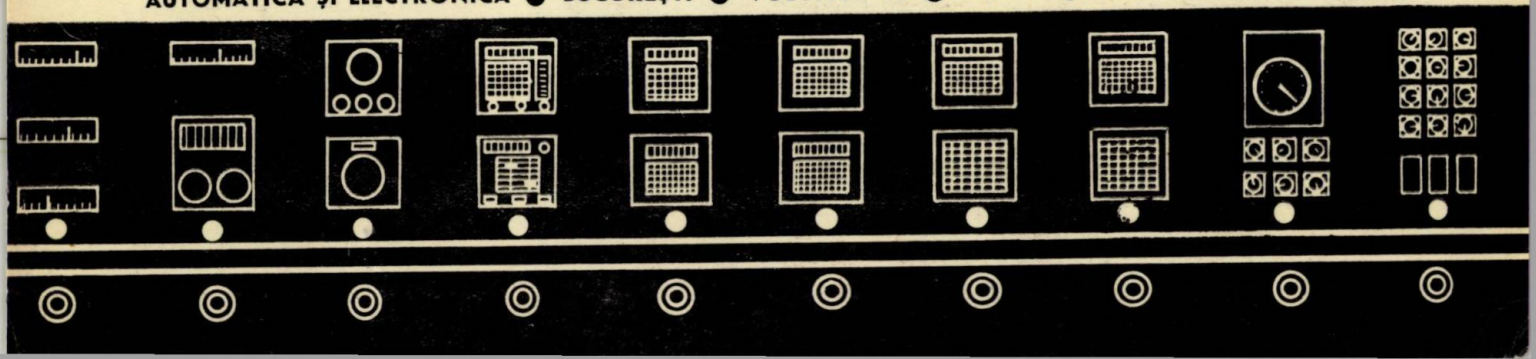
E 2551

AUTOMATICA și ELECTRONICĂ

1

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA ● BUCUREȘTI ● VOLUMUL 15 ● Nr. 1 ● IANUARIE – FEBRUARIE 1971



i p r s β bāneasa

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI — BĂNEASA

STR. EROU IANCU NICOLAE NR. 32, ROMÂNIA · BUCUREŞTI II TELEFON 33.38.30 - TELEX 011203 CONT VIRAMENT 300.60.200 BNRSR S. II.

PIESE RADIO

Rezistoare cu peliculă de carbon
Rezistoare bobinate
Termistoare
Condensatoare polistiren
Condensatoare poliester metalizat
Condensatoare hîrtie metalizată
Condensatoare hîrtie, pentru echipament auto
Condensatoare hîrtie, pentru startere
Condensatoare hîrtie, pentru antiparazitare
Condensatoare hîrtie, pentru telefonie
Condensatoare electrolitice normale
Condensatoare electrolitice miniatură
Condensatoare ceramice
Cablaje imprimate

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

Tranzistoare cu germaniu de joasă frecvenţă
— de mică putere
— de medie putere
— de putere
Tranzistoare cu germaniu de înaltă frecvenţă
— de mică putere
— drift
Tranzistoare de putere
Diode de semnal şi comutaţie cu contact punctiform
Diode redresoare cu germaniu
Diode redresoare cu siliciu
— de mică putere
— de putere
Diode stabilizatoare de tensiune cu siliciu, de mică putere
Fotodiode cu germaniu

Vă rugăm să consultaţi cataloagele noastre.
Cabinetul tehnic, telef. 33.38.30/152.

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI — BĂNEASA
CABINETUL TEHNIC ● STR. EROU IANCU NICOLAE NR. 32 ● BUCUREŞTI ● SECTORUL 2

CASLAGOSHUSZAVIKÖNYVTÁRES DOKUMENTÁCIÓS ÁLLAPOTA 1883

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

vol. 15 (1971) nr. 1 (ianuarie—februarie) p. 1—46

CUPRINS

CZ 534.321.9 : 621.38.049
Stere R. şi *Jipa C.* :
Generator electronic cu reacţie pozitivă de mişcare pentru producerea ultrasunetelor.
Automatica şi Electronica 15, nr. 1, ian—febr 1971, p. 1—8
Se descrie un generator, proiectat şi realizat, destinat producerii ultrasunetelor cu un vibrator magnetostrictiv de ferită.

CZ 621—52 : 681.32
Ceangă Em. şi *Bivol I.* :
Cercetări experimentale privind conducerea proceselor complexe utilizînd automate instruibile de recunoaştere a situaţiilor.
Automatica şi Electronica 15, nr. 1, ian—febr 1971, p. 8—12
Se prezintă rezultatele cercetărilor experimentale în problema conducerii automate a instalaţiilor complexe, în condiţiile unor informaţii apriorice incomplete privind caracteristicile acestor instalaţii.

CZ 621.313.323 : 621—523.8 : 621.316.726
Micu Em. :
Sistemul echivalent de ordinul II al motorului sincron comandat prin frecvenţă.
Automatica şi Electronica 15, nr. 1, ian—febr 1971, p. 12—16
Pornind de la funcţia de transfer a motorului sincron comandat prin frecvenţă, se stabileşte sistemul echivalent de ordinul II la care poate fi redus motorul în cazul variaţiei cuplului rezistent la arbore.

CZ 681.325.6 : 518
Kun Iulia :
Sinteza circuitelor secvenţiale liniare.
Automatica şi Electronica 15, nr. 1, ian—febr 1971, p. 17—22
Se realizează această sinteză folosind metodele teoriei grafelor.

CZ 621.311.2 : 681.325.6 : 621.382.3
Porţeanu M. :
Sinteza circuitelor pentru comanda logică transistorizată a întrerupătoarelor din centrale şi staţii electrice.
Automatica şi Electronica 15, nr. 1, ian—febr 1971, p. 22—27
Procesul de sinteză descris duce la obţinerea circuitelor de anclanşare şi declanşare direct în NICI-uri cu transistoare şi rezistenţe.

CZ 621.319.4 : 621.3.019.3
Dobrescu D. N. :
Plan de verificare al acceptării loturilor de produse din punctul de vedere al siguranţei în funcţionare. Aplicaţie la condensatoare styroflex.
Automatica şi Electronica 15, nr. 1, ian—febr 1971, p. 27—31
O metodă pentru stabilirea numărului de piese ce trebuie încercate de producător astfel ca, la recepţia efectuată de beneficiar, numărul pieselor refuzate să fie mai mic decît un număr dat.

CZ 681.325.6 : 621.38.049—181.4
Marinescu N. :
Analiza circuitelor integrate TTL. Caracteristici statice.
Automatica şi Electronica 15, nr. 1, ian—febr 1971, p. 32—37
Se examinează caracteristicile statice ale circuitelor integrate TTL fără memorie.

CZ 621.398 : 621—523.8
Soran I. :
Analiza automată a funcţionării echipamentelor de telemecanică tip ETM-230 A.
Automatica şi Electronica 15, nr. 1, ian—febr 1971, p. 37—42
Se prezintă un dispozitiv menit să scurteze timpul de depanare şi punere la punct al echipamentelor menţionate.

NOUTĂŢI 42
RECENZII 44
DOCUMENTARE 45

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România — redactor responsabil; conf. dr. ing. S. FLOREA — redactor responsabil adjunct; ing. I. BĂTRÎNA; dr. ing. S. CĂLIN; dr. ing. E. DEATCU; dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; ing. D. DAMSKER; ing. I. FELEA; ing. A. MILEA; ing. N. MIREA; ing. I. PAPADACHE; conf. ing. R. STERE; ing. GH. ȘTEFĂNESCU; dr. ing. I. TEODORESCU; ing. V. ZERCICOV

Revista "AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M., cu sediul în București, Calea Victoriei 133, sector 1. Telefon: director: 14.90.27. Redacția: București, str. Mândinești, nr. 3, sector 4, telefon secretar general de redacție: 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare comenzi-difuzare. Telefon: 35.12.59. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 30060300 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Sector 1, București. Tarif pentru instituții și întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informația", București, str. Brezoianu, nr. 23 — 25. C. 6045

Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.P.D.P. nr. 10/7928/1970.

40 545

AUTOMATICA și ELECTRONICA
REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARA
ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Vol. XV (pag. 1 — 46) nr. 1, ianuarie—februarie 1971 București, 1971

Conf. ing. R. STERE și asist. ing. C. JIPA

Generator electronic cu reacție pozitivă de mișcare pentru producerea ultrasunetelor

Generatorul descris în prezenta lucrare este conceput pentru o putere de 20—30 W și o frecvență de 20—40 kHz, în vederea producerii ultrasunetelor cu un vibrator magnetostrictiv de ferită. Domeniile de frecvență și putere menționate corespund aplicațiilor ultrasunetelor în microsudare, în lipirea aluminiului cu cositor, în degresări și spălări de piese mici de mecanică fină.

În lucrare se arată cum se pot aborda și rezolva dificultățile de realizare a generatorului datorite modificării frecvenței de rezonanță mecanică a vibratorului la variația sarcinii acustice și a temperaturii. Se examinează, de asemenea, problemele ridicate de limitările cu frecvența ale transistoarelor de putere, aliate, cu germaniu, de care dispunem curent.

De obicei, generatoarele electronice de ultrasunete se realizează după structura: oscilator — amplificator de putere — vibrator [1]. Această structură care, o dată reglată, lucrează pe o frecvență fixă, prezintă dezavantajul de a se dezacorda față de vibrator la variația sarcinii acustice sau a temperaturii acestuia, dezacord care duce la scăderea, uneori importantă, a randamentului electroacustic al sistemului.

Se va arăta cum, folosind un vibrator magnetostrictiv căruia i se asociază un traductor piezoelectric, se poate foarte simplu realiza un generator cu o buclă de reacție pozitivă de mișcare, ceea ce face ca întreg sistemul generator — vibrator să oscileze în permanență pe frecvența de rezonanță mecanică a vibratorului, urmărind modificările acesteia și menținînd astfel la maximum randamentul electroacustic al sistemului.

1. Vibratorul magnetostrictiv

Aparatul realizat are ca destinație concretă sudarea firelor de aur de diametre mici (sub 100 μm) pe dispozitive semiconductoare și pe microcircuite integrate, pentru care puteri de 20—30 W la frecvențe de 40—60 kHz sînt suficiente.

Figura 1 arată dependența de frecvență a randamentului electroacustic al vibratoarelor

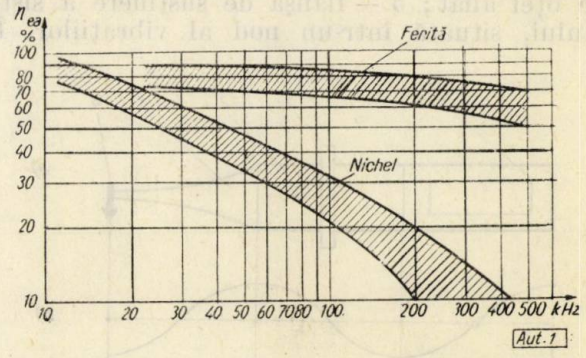


Fig. 1

magnetostrictive de ferită și de nichel. În cazul nostru, cînd se cere lucrul la o frecvență relativ ridicată, de 40 kHz, dar cu o densitate de putere relativ mică pe suprafața radiantă a vibratorului (sub circa 5 W/cm²), este evident justificată alegerea unui vibrator de ferită.

Vibratorul de ferită magnetostrictivă tip Feroxcube-7 A 2-Philips, utilizat de noi (fig. 2), este realizat din două coloane în formă de I, de ferită, de lungime acustică $\lambda/2$, alăturate prin lipire cu rășină epoxidică, între ele fiind intercalați doi mici magneți permanenți, tot de ferită, care asigură polarizarea magnetică corectă pentru funcționarea vibratorului.

Vibratorul este cuplat la sarcină prin intermediul unei piese de susținere și al unui transformator acustic, destinat a mări amplitudinea oscilației de la fața radiantă a vibratorului la nivelul sculei de sudare. Ansamblul acustic vibrator-piesă de susținere — transformator acustic — sculă are structura prezentată în figura 3, *a*, unde: *1* este vibratorul magnetostrictiv

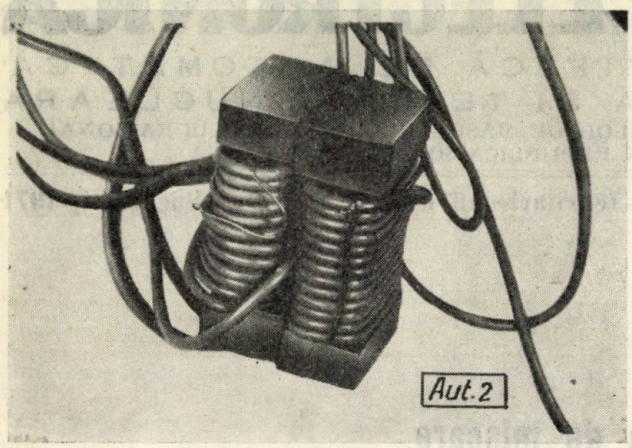


Fig. 2

din ferită, de lungime acustică $\lambda/2$; *2* — o coloană cilindrică de oţel aliat, pentru cuplarea vibratorului la transformatorul acustic şi pentru asigurarea susţinerii ansamblului într-un nod de oscilaţie, coloana fiind tot în $\lambda/2$; *3* — un transformator acustic (concentrator acustic exponenţial) de oţel aliat; *4* — acul de sudare, de oţel aliat; *5* — flanşa de susţinere a sistemului, situată într-un nod al vibraţiilor. În

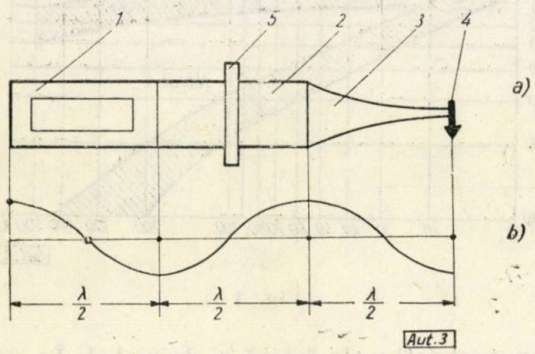


Fig. 3

figura 3, *b* se arată variaţia amplitudinii vibraţiilor longitudinale de-a lungul sistemului acustic.

Pentru a explica comportarea vibratorului la variaţia sarcinii şi a temperaturii, se va prezenta foarte succint circuitul echivalent al vibratorului.

Vibratorul magnetostrictiv poate fi considerat ca o formă particulară a unui sistem de circuite cuplate: unul mecanic (bara de ferită care vibrează) şi unul electric (circuitul oscilant pe care îl formează inductanţa prezentată de miezul de ferită pe care este bobinată o înfăşurare, cu o capacitate de acord paralel). În consecinţă, la analiza acestui vibrator trebuie să se ţină seamă de acest cuplaj, care depinde atît de proprietăţile magnetice cît şi de cele mecanice ale vibratorului.

Printr-o serie de ecuaţii caracterizînd efectul magnetostrictiv se deduce [2] circuitul echivalent al vibratorului magnetostrictiv prezentat în figura 4 şi se determină cele două frecvenţe de oscilaţii libere, de rezonanţă f_H şi de antirezonanţă f_B, ale vibratorului pe partea sa electrică.

În figura 4, U este tensiunea aplicată la bornele circuitului acordat electric; I — curentul rezultat în circuitul electric; C_{par} — capacitatea de acord, în paralel pe înfăşurarea vibratorului; L — inductanţa prezentată de vibrator; α' — raportul de transformare „mecano-electric"; v — viteza de vibraţie a feţelor vibratorului; F — forţa ce apare la bornele feţelor vibratorului; M — masa vibratorului;

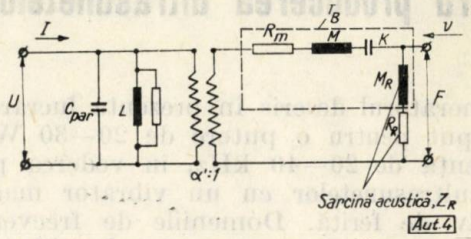


Fig. 4

R_m — rezistenţa mecanică de pierderi a vibratorului; K — constanta elastică a vibratorului; Z_R — impedanţa prezentată de sarcina acustică.

Z_R este formată dintr-o componentă reactivă M_R, dată de masa echivalentă introdusă de ansamblul transformator acustic — sarcină acustică, şi dintr-o componentă rezistivă R_R, ce reprezintă pierderile de putere acustică activă în elementele de cuplaj şi puterea activă debitată în sarcină.

Frecvenţa de rezonanţă prezentată de circuitul acordat electric este:

$$\omega_{el} = \frac{1}{\sqrt{LC_{par}}}. \qquad (1)$$

Din circuitul echivalent reprezentat în figura 4 rezultă următoarea expresie a impedanţei mecanice Z_m pentru vibratorul ce lucrează în gol:

$$Z_m = \mathrm{j}\left(\omega M - \frac{K}{\omega}\right) + R_m. \qquad (2)$$

Rezultă frecvenţa de rezonanţă mecanică în gol:

$$\omega_B = \sqrt{\frac{K}{M}}. \qquad (3)$$

Dacă impedanţa de sarcină acustică Z_R este:

$$Z_R = j\omega M_R + R_R, \qquad (4)$$

atunci impedanţa mecanică totală Z'_m devine:

$$Z'_m = j\left[\omega (M + M_R) - \frac{K}{\omega}\right] + R_m + R_R. \qquad (5)$$

Rezultă deci o altă frecvenţă de rezonanţă mecanică :

$$\omega_B' = \sqrt{\frac{K}{M + M_R}}. \qquad (6)$$

Se vede din relaţia (6) cum componenta reactivă a sarcinii acustice intervine în expresia frecvenţei de rezonanţă mecanică f_B a vibratorului.

Deci, o variaţie lentă a sarcinii datorită variaţiei temperaturii (schimbări interne în sarcina acustică) sau o variaţie rapidă datorită unor factori externi (variaţia forţei de apăsare sau a forţei de frecare) pot duce la o variaţie a părţii imaginare a sarcinii acustice, deci şi la modificarea frecvenţei de rezonanţă mecanică.

Pe de altă parte, chiar elementele proprii ale vibratorului, M, K, R_m, pot varia în timp sau în funcţie de temperatură (de exemplu,

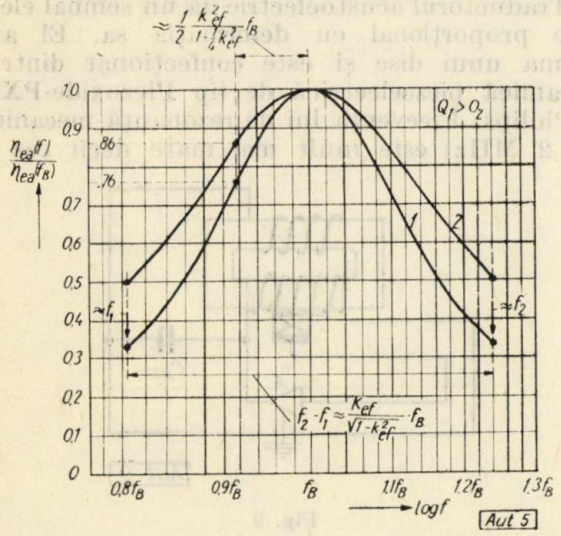


Fig. 5

ca efect al autoîncălzirii treptate a vibratorului, datorită pierderilor în cupru sau ferită), provocînd modificarea frecvenţei de rezonanţă mecanică.

Problema importantă în folosirea vibratorului magnetostrictiv este variaţia randamentului electroacustic cu frecvenţa.

Curbele din figura 5 arată că, la un acelaşi traductor (deci acelaşi factor de cuplaj electromecanic k_{ef}), randamentul variază cu frecvenţa, prezentînd un maxim la frecvenţa de rezonanţă mecanică f_B. Curbele din figura 5 au ca parametru factorul de calitate mecanic Q_{mec} [3].

Se observă că, pentru o aceeaşi frecvenţă de vibraţii, randamentul scade în cazul unui Q_{mec} mare (cuplare slabă a vibratorului cu sarcina). Dacă se face o cuplare puternică cu sarcina, Q_{mec} scade şi se lărgeşte banda de frecvenţă din jurul frecvenţei f_B, în interiorul căreia randamentul este ridicat.

Pentru a se pune în evidenţă comportarea vibratorului ca sistem de circuite cuplate şi pentru obţinerea de date necesare în vederea proiectării generatorului electronic s-a folosit montajul experimental din figura 6 şi metoda preconizată în [4].

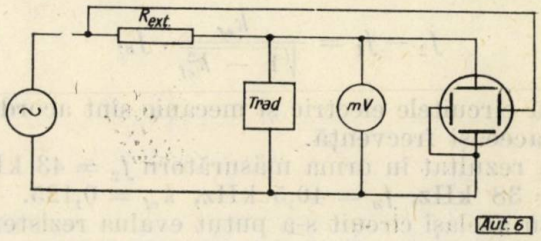


Fig. 6

Traductorul, acordat cu o capacitate în paralel, este alimentat de la un generator de semnal sinusoidal, de frecvenţă variabilă, printr-o rezistenţă exterioară mare ($R_{ext} \gg R_{trad}$), ceea ce permite să considerăm că traductorul este excitat cu un curent constant.

În condiţii de semnal mic s-a ridicat curba variaţiei amplitudinii tensiunii între bornele A şi B ale vibratorului în funcţie de frecvenţă. În figura 7 s-a reprezentat variaţia admitanţei vibratorului în funcţie de frecvenţă, care s-a dedus din datele determinate experimental.

Cele trei frecvenţe marcate în figură (f_1, f_2, f_B) sînt frecvenţele la care traductorul se comportă rezistiv.

Pentru ca cele două minime ale admitanţei să fie egal depărtate de frecvenţa centrală, trebuie ca cele două circuite rezonante — cel electric şi cel mecanic — să fie acordate pe aceeaşi frecvenţă. Cum frecvenţa de rezonanţă mecanică este condiţionată de elementele me-

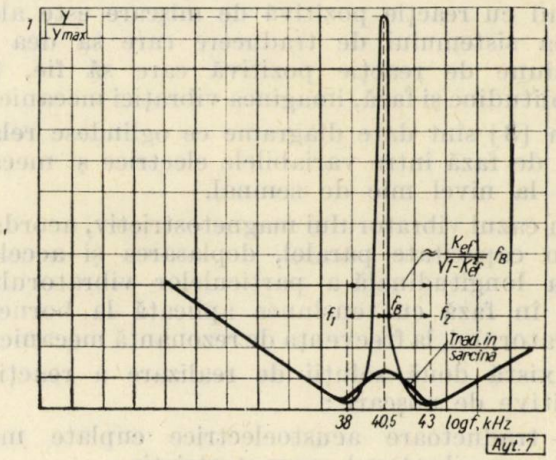


Fig. 7

canice ale vibratorului, care nu pot fi influenţate pe un traductor gata fabricat, în acest scop trebuie acordat circuitul electric, prin modificarea capacităţii de acord, pînă cînd se obţin cele două minime ale admitanţei egal depărtate de maximul central, indicînd prin

aceasta că cele două frecvenţe de rezonanţă sînt egale.

Această măsurătoare este interesantă şi pentru a determina coeficientul de cuplaj electromecanic al vibratorului, k_{ef}.

În [3] se arată că:

$$f_2 - f_1 = \frac{k_{ef}}{\sqrt{1 - k_{ef}^2}} \cdot f_B, \qquad (7)$$

dacă circuitele electric şi mecanic sînt acordate pe aceeaşi frecvenţă.

A rezultat în urma măsurătorii $f_2 = 43$ kHz, $f_1 = 38$ kHz, $f_B = 40{,}5$ kHz, $k_{ef} = 0{,}125$.

Cu acelaşi circuit s-a putut evalua rezistenţa de pierderi a vibratorului la semnal mic, în gol (fără sarcină mecanică):

$$R_{pierd} \approx \frac{U(f_B)}{I} = 2{,}8\ \Omega. \qquad (8)$$

În afara măsurătorilor efectuate la semnal mic, s-au făcut măsurători asupra vibratorului excitat cu putere mare, de la un amplificator de putere exterior. S-a verificat apariţia, la amplitudini mari de vibraţie, a neliniarităţilor în funcţionarea vibratorului şi a dezacordului o dată cu modificarea sarcinii acustice.

2. Reacţia pozitivă de mişcare

Pentru a evita scăderea randamentului electroacustic al traductorului, în cazul lucrului la o altă frecvenţă decît cea de rezonanţă mecanică, s-a introdus o reacţie pozitivă de mişcare care să asigure urmărirea automată a funcţionării pe această frecvenţă.

Problema de bază în cazul proiectării sistemului cu reacţie pozitivă de mişcare este alegerea sistemului de traducere care să dea o tensiune de reacţie pozitivă care să fie, în amplitudine şi fază, imaginea vibraţiei mecanice.

În [3] sînt date diagrame ce oglindesc relaţiile de fază între variabilele electrice şi mecanice la nivel mic de semnal.

În cazul vibratorului magnetostrictiv, acordat cu o capacitate paralel, deplasarea şi acceleraţia longitudinală a particulelor vibratorului sînt în fază cu tensiunea aplicată la bornele vibratorului, la frecvenţa de rezonanţă mecanică.

Există două soluţii de realizare a reacţiei pozitive de mişcare:

— traductoare acustoelectrice cuplate mecanic cu vibratorul magnetostrictiv;

— folosirea unor circuite pur electrice, în care se conectează vibratorul magnetostrictiv şi care permit evidenţierea unor tensiuni de reacţie pozitivă de mişcare.

Această a doua soluţie este mai dificil realizabilă şi, în plus, duce la scăderea randamentului electric global al generatorului.

Generatorul prezentat în lucrare a fost realizat cu un traductor acustoelectric de tip piezoelectric, lipit pe vibratorul magnetostrictiv, după cum se arată în figura 8.

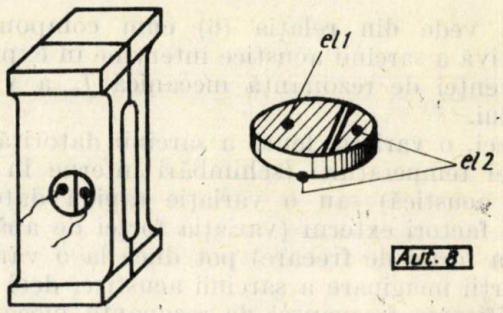


Fig. 8

În figura 9 se arată cum se închide bucla de reacţie de mişcare.

Traductorul acustoelectric dă un semnal electric proporţional cu deformaţia sa. El are forma unui disc şi este confecţionat dintr-o ceramică piezoelectrică de tip Piezoxide-PXE 5-Philips. Frecvenţa lui de rezonanţă mecanică (≈ 2 MHz) este mult mai mare decît cea a

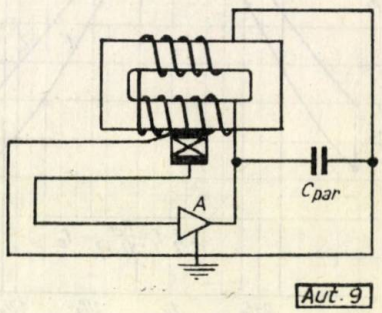


Fig. 9

ultrasunetelor emise de vibratorul magnetostrictiv. De aceea el nu influenţează caracteristica de frecvenţă a sistemului.

Discul este aplicat simetric faţă de nodul de vibraţii ce se creează în vibratorul magnetostrictiv; în acest nod, deformaţiile sînt maxime şi asupra traductorului piezoelectric se exercită forţe care îi variază lungimea şi, implicit, grosimea. Fiind vorba de un material piezoelectric, în urma variaţiei grosimii plăcuţei, apar sarcini electrice pe cele două suprafeţe metalizate, dînd naştere unei tensiuni proporţionale cu deplasarea particulelor feritei magnetostrictive.

După cum s-a arătat mai sus, la frecvenţa de rezonanţă mecanică, deformaţia feritei este în fază cu tensiunea aplicată la bornele înfăşurării vibratorului, iar tensiunea ce rezultă la bornele traductorului acustoelectric este şi ea în fază cu deformaţia, deci şi cu tensiunea aplicată la bornele înfăşurării vibratorului magnetostrictiv.

După cum se vede din figura 9, semnalul electric de reacţie este adus la intrarea generatorului, astfel închizîndu-se bucla de reacţie.

Condiţia de oscilaţie a lui Barkhausen impune :

$$|\beta| \cdot |A| = 1, \tag{9}$$

$$\varphi_B + \varphi_A = 0, \tag{10}$$

unde :

$|\beta|$ este modulul factorului de reacţie ;
$|A|$ — modulul amplificării amplificatorului de bază ;
φ_B — faza introdusă de lanţul de elemente de reacţie ;
φ_A — faza introdusă de amplificator.

Mai sus s-a arătat că, pe calea de reacţie (deformaţia feritei — semnal electric dat de traductorul acustoelectric), defazajul este nul la frecvenţa de rezonanţă mecanică, deci $\varphi_B = 0$.

Pentru a se realiza condiţia de oscilaţie în domeniul fazelor (10) la frecvenţa de rezonanţă mecanică a vibratorului, trebuie deci ca şi defazajul introdus de amplificator, φ_A, să fie nul la această frecvenţă.

Factorul de reacţie β variază repede cu frecvenţa prin intermediul curbei de rezonanţă mecanică a vibratorului ; amplificarea A este practic invariabilă în domeniul de variaţie al frecvenţei sistemului. Rezultă că factorul de reacţie β, fiind puternic dependent de frecvenţă, face să apară şi să se întreţină oscilaţii ale sistemului cu buclă închisă numai la frecvenţa de rezonanţă mecanică a vibratorului unde amplitudinea vibraţiilor este maximă şi deci şi amplitudinea semnalului rezultat din traductorul acustoelectric este maximă.

Problema îndeplinirii condiţiei de fază a oscilaţiilor pe frecvenţa de rezonanţă mecanică a fost rezolvată astfel :

Au fost măsurate defazajele introduse de amplificator şi de circuitul acordat electric în condiţiile buclei de reacţie deschisă şi a excitării generatorului din exterior, cu un semnal sinusoidal de frecvenţă reglabilă.

S-a reglat frecvenţa semnalului de excitare pînă cînd amplitudinea semnalului electric cules de la bornele traductorului acustoelectric a devenit maximă. La această frecvenţă s-a ajustat foarte puţin valoarea capacităţii de acord a vibratorului pînă cînd s-a obţinut un defazaj nul între tensiunea aplicată la intrarea amplificatorului şi cea măsurată la bornele vibratorului magnetostrictiv ; deci $\varphi_A = 0$ la frecvenţa de rezonanţă mecanică. În aceste condiţii, frecvenţa de rezonanţă mecanică a fost de 40,5 kHz, valoare care se păstrează şi după închiderea buclei de reacţie pozitivă de mişcare.

Pentru mici modificări ale frecvenţei de oscilaţie, aşa cum se întîmplă în realitate, rezultă foarte mici variaţii ale defazajelor introduse pe lanţul de elemente direct.

În concluzie, reacţia pozitivă de mişcare permite acordul automat al generatorului de ultrasunete pe frecvenţa de rezonanţă mecanică a vibratorului, în acest fel generatorul lucrînd în permanenţă cu randament maxim.

S-au mai făcut măsurători pentru a se evalua amplitudinea vibraţiilor în vibratorul magnetostrictiv şi pentru a se măsura semnalul de reacţie.

Din datele de catalog [5] rezultă că alungirea maximă admisibilă a unui traductor de ferită ce rezonează pe o frecvenţă în jur de 40 kHz este de aproximativ 2 μm ; valoarea eficace a tensiunii care se culege în gol de pe plăcuţa piezoelectrică lipită pe vibrator, în volţi, este numeric egală cu de 14—20 de ori amplitudinea de vibraţie pe faţa vibratorului, în μm.

Cu aceste date s-a putut controla valoarea amplitudinii vibraţiei cînd traductorul lucrează în gol şi poate exista pericolul ca el să fie suprasolicitat la deformaţii şi să se spargă. Aplicînd din exterior semnalul de excitaţie necesar ca etajul final al amplificatorului să debiteze în vibrator 20 W, s-a obţinut la bornele plăcuţei piezoelectrice, în gol, 15 V amplitudine, corespunzător unei amplitudini de vibraţie de circa 1 μm, deci sub limita maximă admisibilă pentru ferita dată.

Acest semnal, ce apare în gol, este prea mare pentru excitarea unui transistor şi a fost redus prin şuntarea traductorului piezoelectric cu o capacitate, astfel ca la intrarea primului etaj al amplificatorului să aibă o amplitudine suficientă pentru ca etajul final să fie capabil să dea 20 W în sarcină.

3. Generatorul electronic

În figura 10 este prezentată schema de principiu a generatorului electronic realizat.

Primul etaj este un etaj cu sarcina egal divizată între emitor şi colector şi cu intrare de tip boot-strap, pentru a avea o impedanţă mare în curent alternativ. Culegînd semnale din emitorul şi din colectorul acestui etaj, se obţin tensiunile în antifază necesare pentru excitarea etajului prefinal, în contratimp.

Transistorul de medie putere EFT 125, utilizat în acest etaj, lucrează în condiţii normale la puterea şi frecvenţa impusă.

Etajul al doilea, prefinal, este un etaj în contratimp, clasă B, excitat prin cuplaj capacitiv de către tensiunile în antifază culese de la etajul defazor precedent. Diodele EFD 108, dintre baza şi emitorul transistoarelor EFT 131, sînt necesare pentru a se evita efectul de redresare pe joncţiunea emitor-bază a transistorului şi trecerea în clasă C a etajului. Rezistenţa, comună emitoarelor celor două transistoare, este introdusă pentru a li se asigura stabilitatea termică. Transformatorul a fost calculat ţinîndu-se seamă de pierderile în miezul de ferită şi de pierderile în înfăşurarea de cupru la frec-

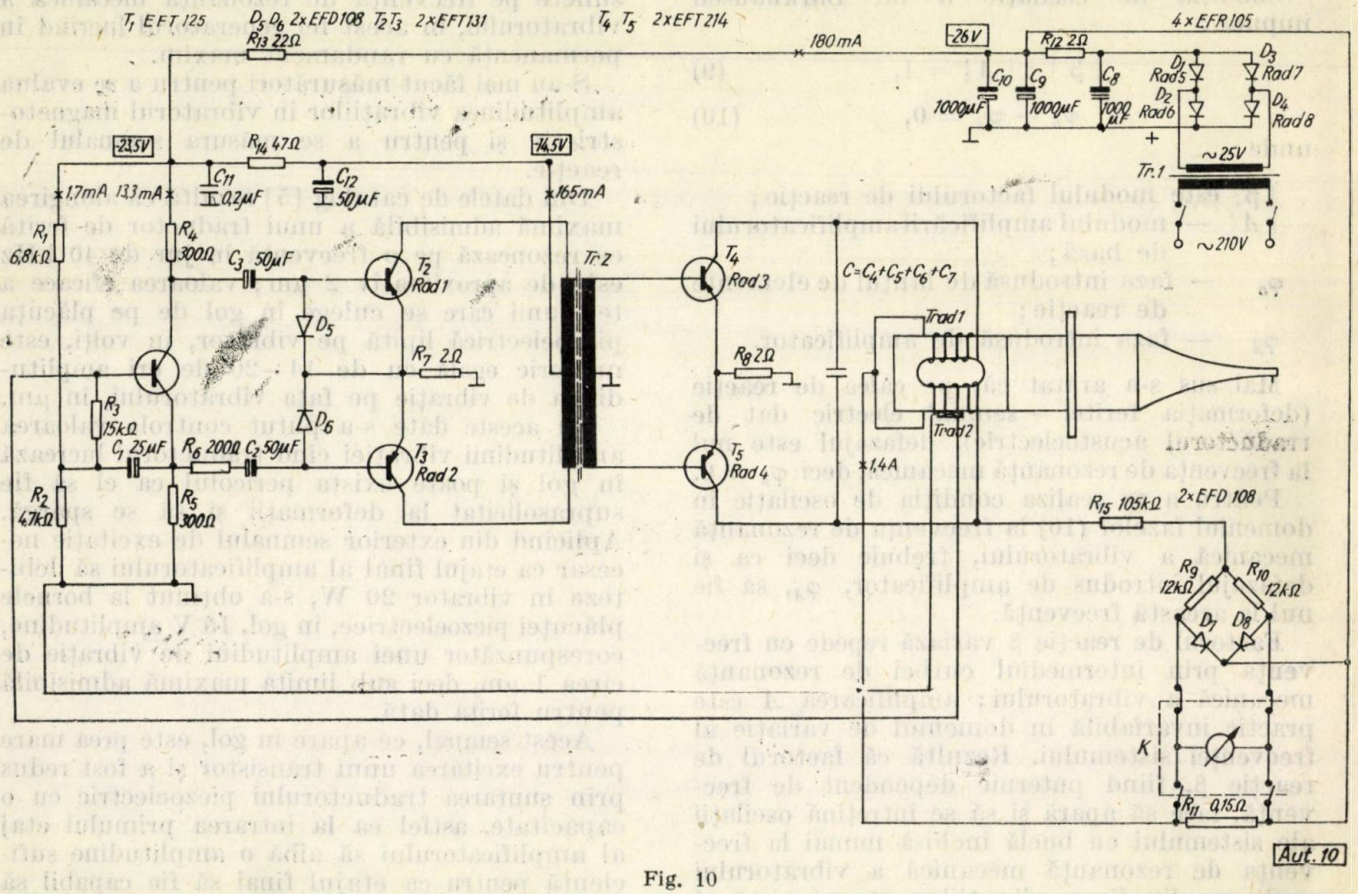


Fig. 10

venţa de lucru de circa 40 kHz. A rezultat un randament al transformatorului de circa 95%.

Etajul prefinal debitează în etajul final o putere de 3 W şi comportarea sa, verificată experimental, este cea corespunzătoare unui etaj în clasă B.

Folosind relaţiile energetice cunoscute pentru calculul unui etaj în contratimp clasă B [6], s-a proiectat un etaj final care să poată da cu uşurinţă o putere utilă de 30 W, cu transistoarele EFT 214.

În primă aproximaţie s-a admis că etajul va lucra în contratimp clasă B chiar şi la frecvenţa de 40 kHz. S-a ţinut totuşi seamă că, la această frecvenţă, factorul de amplificare în curent β al transistorului de putere EFT 214 scade mult, ceea ce a făcut ca pentru excitarea etajului de putere să fie necesară puterea de excitaţie relativ mare, de circa 3 W.

Practic, au apărut diferenţe importante faţă de această primă aproximaţie de calcul. La 20 kHz s-au obţinut în adevăr 30 W şi experimental, dar cu greu s-au obţinut 20 W în sarcină, la frecvenţa de 40 kHz. Cauzele acestor diferenţe se pot înţelege cu ajutorul figurii 11, unde sînt prezentate formele de undă ale curentului de colector şi de bază ale transistorului etajului final în funcţie de timp, observate

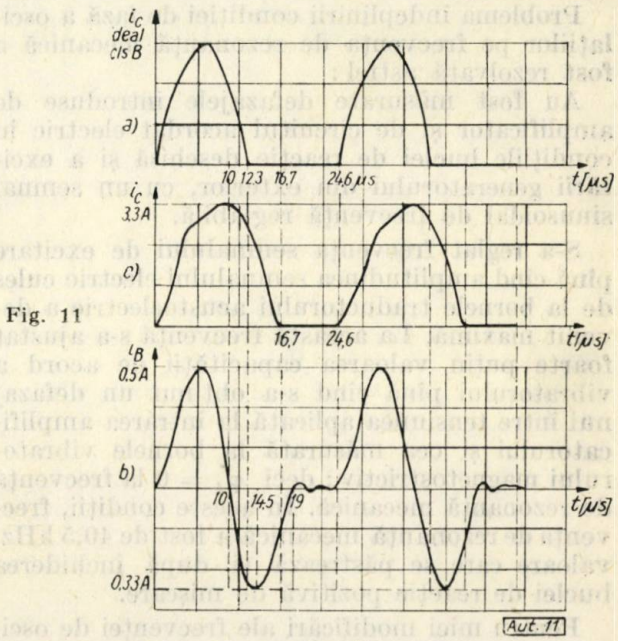


Fig. 11

experimental pe osciloscraf, în cazul unei sarcini rezistive, la 40 kHz.

Aceste forme de undă pot fi explicate folosind circuitul echivalent al transistorului la

înaltă frecvenţă şi nivel mare de semnal arătat în figura 12, circuit în care se ţine seamă atît de rezistenţa din emitor cît şi de transformatorul de excitaţie.

În [7] sînt rezolvate ecuaţiile diferenţiale neliniare care dau formele de undă ale curentului de colector în cazul transistorului funcţionînd ca etaj amplificator de putere la înaltă

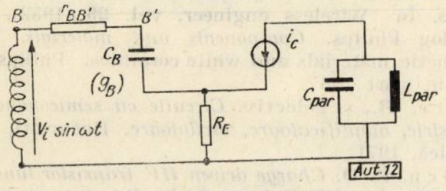


Fig. 12

frecvenţă şi excitat fie prin tensiune, fie prin sarcina electrică injectată în bază.

Forma impulsului de curent de colector, prezentată în figura 11, *c*, este identică cu cea explicată şi calculată în [7] cu ajutorul unui calculator electronic.

În semiperioada tensiunii sinusoidale de la intrare care aduce transistorul în conducţie, în circuitul de intrare, format din secundarul transformatorului, $r_{BB'}$, C_B şi R_E, apare un impuls de curent de bază (fig. 11, *b*) care durează numai circa 10 μs în loc de circa 12,3 μs, cît ar corespunde unei jumătăţi de perioadă la 40,5 kHz.

Curentul de emitor rezultat produce o cădere de tensiune pe R_E care este întîrziată faţă de acest impuls de curent de bază (curentul în circuitul de ieşire este întîrziat faţă de curentul din circuitul de intrare, deoarece el se stabileşte numai după ce curentul de bază a încărcat capacitatea C_B a joncţiunii bază-emitor).

La un moment dat, tensiunea U_B, începînd să scadă, devine egală cu căderea de tensiune U_{RE} de pe rezistenţa R_E, care este întîrziată faţă de U_B, şi tensiunea instantanee U_{BE} între bază şi emitor devine nulă. Rezultă deci că se anulează şi curentul de bază ($i_B = 0$) înainte de terminarea semiperioadei tensiunii de excitaţie, după cum s-a văzut mai sus în figura 11, *b*.

Într-adevăr:

$$i_B \simeq \frac{dq_B}{dt}, \tag{11}$$

$$i_C \simeq \frac{q_B}{\tau_1}, \tag{12}$$

unde:

i_C este curentul instantaneu de colector;
q_B — sarcina în exces la un moment dat în baza transistorului;
τ_1 — timpul de tranzit al purtătorilor minoritari prin bază.

Rezultă că, în momentul în care $i_B = 0$, q_B este maxim, deci şi i_C este maxim.

Circuitul de la intrare este un circuit oscilant *R*, *L*, *C* prin care se descarcă în continuare capacitatea C_B în care fusese acumulată sarcina q_B. După cum se observă din figura 11, *b*, s-au obţinut de altfel mici oscilaţii amortizate ale curentului de bază.

În cazul generatorului nostru, abia la momentul $t = 16{,}7$ μs, i_C ajunge egal cu zero, deoarece capacitatea C_B s-a descărcat complet.

Diagramele din figura 11, care au fost explicate cu ajutorul circuitului echivalent din figura 12, dovedesc că la această frecvenţă transistorul nu lucrează în clasă *B*.

Unghiul de deschidere al curentului de colector nu este 180°, ca în cazul funcţionării în clasă *B*, ci $\theta = 245°$.

Etajul este comandat în contratimp şi, datorită prelungirii conducţiei curentului de colector, rezultă o suprapunere pe o anumită durată de timp (~ 4,4 μs) a curenţilor daţi de cele două transistoare, care străbat în sens contrar cele două jumătăţi ale înfăşurării cu priză mediană a vibratorului, ducînd la o pierdere de putere utilă, şi străbat în acelaşi sens rezistenţa comună R_E, ducînd la mărirea puterii disipate pe această rezistenţă. De asemenea, creşte şi puterea disipată pe transistor. Toate acestea provoacă micşorarea randamentului etajului final de putere, faţă de situaţia funcţionării în clasă *B*.

Cele de mai sus explică de ce s-a obţinut o putere utilă de numai 20 W la o putere absorbită de la sursa de curent continuu de 33,6 W. Deci randamentul brut al etajului final a fost de 55%, iar cel al transistorului a fost de circa 60%, ceea ce corespunde exemplului studiat recent în [7], publicat însă ulterior efectuării lucrării noastre.

Etajul final în contratimp lucrează pe un circuit acordat (vibratorul acordat cu o capacitate paralel), ceea ce face ca tensiunea la bornele înfăşurării vibratorului să fie sinusoidală.

Alimentarea etajului final se face printr-o priză mediană pe înfăşurarea vibratorului magnetostrictiv, în felul acesta evitîndu-se utilizarea unui transformator de ieşire şi eliminîndu-se pierderile de putere corespunzătoare.

Sursa de curent continuu de alimentare a generatorului este un redresor nestabilizat, în punte Graetz. Existenţa acordului automat pe frecvenţa de rezonanţă mecanică face inutilă stabilizarea tensiunii de alimentare a oscilatorului, cum se foloseşte în generatoarele de ultrasunete cu structura oscilator-amplificator. Generatorul realizat (fig. 13) funcţionează corespunzător performanţelor prezentate, în variate condiţii de sarcină acustică.

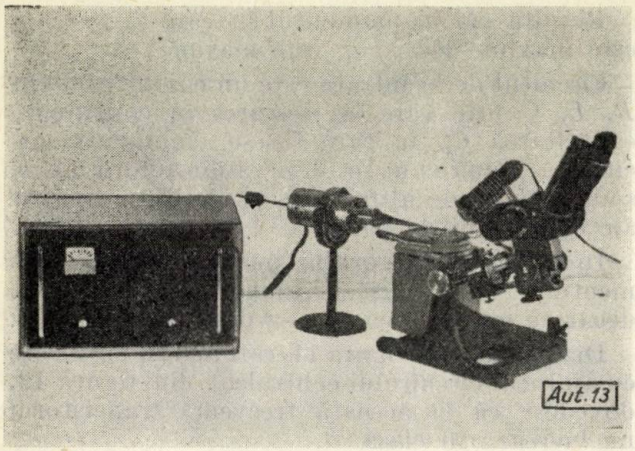


Fig. 13

BIBLIOGRAFIE

[1] Donskoi, A. V., Keller, O. K., Kratîş, G. S. *Ultrazvukovîe elektrotehnologhiceskie ustanovki.* Leningrad, Energhia, 1968.

[2] Hueter, T. F., Bolt, R. H. *Sonics.* New York, Wiley, 1955.

[3] Burgt, C. M. van der, Pijls, H. S. J. *Motional positive feedback systems for ultrasonic power generators.* În : IEEE trans. on ultrasonic engineering, vol. **UE-10**, iul 1963, p. 2—19.

[4] Round, H. J. *Magnetostriction transducer measurements.* În Wireless engineer, vol. **29** (1952), p. 101.

[5] Catalog Philips. *Components and materials.* Part 4. Magnetic materials and white ceramics. Philips, Eindhoven, mart 1967.

[6] Stere, R., şi colectiv. *Circuite cu semiconductoare în industrie, amplificatoare, oscilatoare.* Bucureşti, Editura tehnică, 1971.

[7] Peden, R. D. *Charge driven HF transistor tuned power amplifier.* În IEEE journal of solid state circuits, vol. **SC-5**, nr. 2, apr 1970, p. 55—63.

Ing. EM. CEANGĂ şi ing. I. BIVOL

Cercetări experimentale privind conducerea proceselor complexe utilizînd automate instruibile de recunoaştere a situaţiilor

Problema conducerii proceselor cu caracteristici necunoscute, utilizînd automate instruibile de recunoaştere a situaţiilor, se poate formula după cum urmează.

Fiind dat un proces cu caracteristici necunoscute, la care vectorul mărimilor de execuţie ia valorile discrete $\vec{x}_{mi}$, $i = 1, 2, \ldots, p$, se pune problema determinării în spaţiul mărimilor perturbatoare şi de stare a acelor mulţimi de puncte S_i, $i = 1, 2, \ldots, p$, pe care le vom numi „clase" sau „situaţii", astfel încît mulţimii punctelor clasei S_i să-i corespundă acelaşi vector al mărimilor de execuţie $\vec{x}_{mi}$ la care se obţine extremizarea unui indicator de performanţă dat.

Din punct de vedere geometric, problema recunoaşterii formelor constă în determinarea unor funcţii discriminante, ce definesc suprafeţele deduse de automat prin care se separă clasele în spaţiul formelor [1]. În cazul conducerii unui proces cu caracteristici necunoscute, automatul determină suprafeţele de separaţie ale mulţimilor de puncte ce formează situaţiile S_i, la care este necesară adoptarea deciziilor $\vec{x}_{mi}$, $i = 1, 2, \ldots, p$. Rezultă că cele două probleme se pot rezolva prin mijloace comune.

Cu toate că există o experienţă îndeajuns de bogată privind recunoaşterea formelor (reprezentări grafice), algoritmele citate în literatură pentru recunoaşterea situaţiilor tehnologice în vederea conducerii automate s-au diversificat abia în ultimul timp. În lucrarea [2] se foloseşte un algoritm euristic de instruire, în [3, 4] se utilizează aproape în exclusivitate maşinile liniare de recunoaştere (automatul „Alfa" pentru recunoaşterea situaţiilor este o maşină liniară), În [5] s-a utilizat o maşină liniară pe porţiuni, iar în [6, 7] — automate Φ. Algoritmul de instruire din lucrarea [8] este o formă a algoritmului regulat al aproximaţiilor stocastice, aşa cum se arată în [9]. O trecere în revistă a acestor metode de instruire, aplicate în probleme de conducere automată, este dată în [10].

Vom extinde clasa metodele de instruire pentru recunoaşterea situaţiilor prin utilizarea în cele ce urmează a algoritmului suprafeţelor potenţiale *.

1. Utilizarea funcţiilor potenţiale în problema instruirii automatelor de recunoaştere a situaţiilor, pentru conducerea proceselor cu caracteristici necunoscute

Fie o instalaţie reglată a cărei caracteristică statică :

$$\Phi^{\circ} = \Phi^{\circ}(\vec{x}_m, \vec{x}_p, \vec{\xi}), \quad \vec{x}_p \in \Omega_{x_p}, \quad \vec{x}_m \in \Omega_{x_m}, \quad \vec{\xi} \in \Omega_{\xi} \quad (1)$$

este necunoscută.

În relaţia (1), $\vec{x}_m$ este vectorul mărimilor de execuţie, $\vec{x}_p$ este vectorul mărimilor pertur-

* În [7] se utilizează algoritmul funcţiilor potenţiale în spaţiul riglat (adică algoritmul de corectare a erorilor la automatele Φ). După cunoştinţele noastre, algoritmul suprafeţelor potenţiale nu s-a aplicat pînă acum în probleme practice de conducere automată.

batoare măsurabile, $\vec{\xi}$ este vectorul mărimilor perturbatoare nemăsurabile, iar Φ° este un indicator de performanţă.

Presupunem la început că este îndeplinită condiţia :

$$||\vec{\xi}|| < \varepsilon, \tag{2}$$

unde ε este o mărime dată, suficient de mică. Deci, vom considera că perturbaţiile aleatorii nemăsurabile sînt neglijabile.

Valoarea optimă a vectorului de execuţie $\vec{x}_m$, pentru un vector $\vec{x}_p$ dat, rezultă din ecuaţia :

$$\nabla_{\vec{x}_m} \Phi^\circ(\vec{x}_m, \vec{x}_p) = \vec{0}. \tag{3}$$

Vom considera în continuare o instalaţie reglată avînd caracteristica statică de forma :

$$\Phi^\circ(\vec{x}_p, \vec{x}_m) = -1400\, x_m^2 + x_m(5x_{p1}^2 + 5x_{p2}^2 + 4x_{p1}x_{p2} - 180\, x_{p1} - 240 x_{p2}) + h(x_{p1}, x_{p2}), \tag{4}$$

în care $h(x_{p1}, x_{p2})$ este o funcţie oarecare, iar :

$$\vec{x}_p = (x_{p1}, x_{p2}); \quad \vec{x}_m = x_m. \tag{5}$$

Automatul instruibil trebuie să determine legea optimă de comandă :

$$x_{mopt} = f(\vec{x}_p), \tag{6}$$

prin care se extremizează indicatorul de performanţă Φ° atunci cînd nu cunoaşte caracteristica statică (4).

Dacă s-ar presupune cunoscută ecuaţia (4), legea optimă de comandă ar rezulta prin derivarea ecuaţiei (4) :

$$\frac{\partial \Phi^\circ(\vec{x}_p, x_m)}{\partial x_m} = -2800\, x_m + 5x_{p1}^2 + 5x_{p2}^2 + 4x_{p1}x_{p2} - 180\, x_{p1} - 240\, x_{p2} = 0. \tag{7}$$

Ecuaţia suprafeţei de separaţie a claselor S_i şi S_{i+1} va fi :

$$5x_{p1}^2 + 5x_{p2}^2 + 4x_{p1}x_{p2} - 180x_{p1} - 240x_{p2} = 2800\,(x_m)_{i,\,i+1}, \tag{8}$$

unde :

$$(x_m)_{i,\,i+1} = \frac{(x_m)_i + (x_m)_{i+1}}{2}. \tag{9}$$

În figura 1 s-au reprezentat curbele $f(x_{p1}, x_{p2}) = (x_m)_j$, pentru valori ale mărimii $(x_m)_j$ egale cu 0,5 ; 1 ; 1,5 ; 2 ; 2,5 ; 3 ; 3,4 ; 4 ; 4,5, precum şi configuraţia claselor S_i, $(i = 1, 2, 3, 4)$, în domeniul definit de relaţiile :

$$x_{p1} > 0 \; ; \; x_{p2} < 0. \tag{10}$$

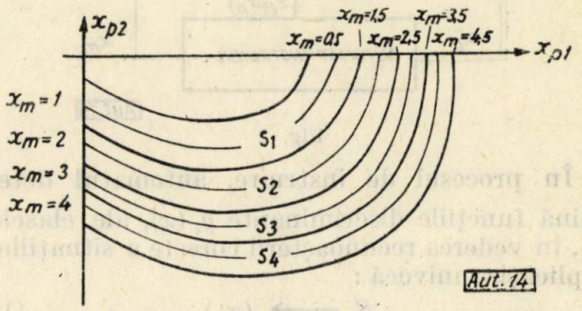


Fig. 1

Instalaţia reglată a fost simulată pe un calculator numeric universal, iar automatul instruibil trebuie să determine singur graniţele situaţiilor, fără a avea la început informaţii privind forma caracteristicii statice a obiectului.

În regimul de instruire s-a utilizat un proces de căutare a mărimii optime de comandă, deci instructorul automatului poate fi considerat blocul de calcul al funcţiilor :

$$\varepsilon_i(\vec{x}_p) = \begin{cases} 1 \text{ dacă } \underset{k}{Max}\, \Phi^\circ[\vec{x}_p, (x_m)_k] = \Phi^\circ[\vec{x}_p, (x_m)_i] \\ -1 \text{ dacă } \underset{k}{Max}\, \Phi^\circ[\vec{x}_p, (x_m)_k] \neq \Phi^\circ[\vec{x}_p, (x_m)_i] \end{cases}, \; i = 1, 2, 3, 4, \tag{11}$$

Presupunem că mărimea de execuţie x_m nu poate lua decît patru valori discrete $(x_m)_1 = 1$, $(x_m)_2 = 2$, $(x_m)_3 = 3$ şi $(x_m)_4 = 4$. O situaţie S_i, $(i = 1, 2, 3, 4)$, o definim ca fiind mulţimea punctelor din spaţiul mărimilor perturbatoare, care necesită aceeaşi valoare a mărimii de execuţie pentru extremizarea indicatorului de performanţă Φ°. Vom avea deci patru situaţii (clase, mulţimi de puncte în spaţiul Ω_{x_p}), fiecărei situaţii corespunzîndu-i una din cele patru valori admise ale mărimii de execuţie x_m. ce caracterizează apartenenţa punctelor $\vec{x}_p$ la clasele S_i. Dacă $\varepsilon_i(\vec{x}_p) = +1$, rezultă că $(x_m)_i$ este mărimea de execuţie optimă, deci $\vec{x}_p \in S_i$.

După terminarea regimului de instruire, automatul recunoaşte situaţiile la care aparţin vectorii $\vec{x}_p$, adică determină direct mărimile de execuţie optime, fără a fi necesari paşi de explorare. Se poate spune că automatul a învăţat caracteristica optimă de comandă a obiectului.

În figura 2 este dată schema bloc a sistemului în etapa de instruire, iar în figura 3 este dată schema de comandă după caracteristica învăţată de automat în cursul regimului de instruire.

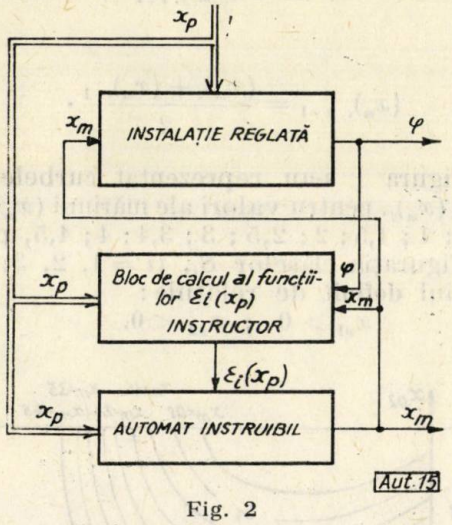


Fig. 2

În procesul de instruire, automatul determină funcţiile discriminante $g_i(\vec{x})$, ale claselor S_i, în vederea recunoaşterii corecte a situaţiilor. Aplicaţia univocă:

$$S_i \longrightarrow (x_m)_i \qquad (12)$$

stabileşte valoarea mărimii de execuţie pentru fiecare situaţie recunoscută de automat.

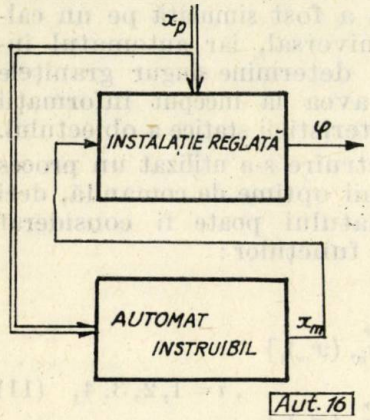


Fig. 3

S-a utilizat algoritmul funcţiilor potenţiale [11]. În conformitate cu acest algoritm, funcţia discriminantă a clasei S_i, după r paşi de instruire, este:

$$g_i^r(\vec{x})_p = g_i^{r-1}(\vec{x}_p) + \alpha_i(\vec{x}_p^r) K(\vec{x}_p, \vec{x}_p^r), \qquad (13)$$

unde $K(\vec{x}_p, \vec{x}_p^r)$ este o funcţie potenţială asociată punctului $\vec{x}_p^r$, iar coeficientul de corecţie $\alpha_i(\vec{x}_p^r)$ este dat de relaţia:

$$\alpha_i(\vec{x}_p^r) = \begin{cases} 0 \text{ dacă } \vec{x}_p^r \in S_i \,\&\, g_i^{r-1}(\vec{x}_p^r) > 0 \cup \vec{x}_p^r \notin S_i \,\&\, g_i^{r-1}(\vec{x}_p^r) < 0 \\ 1 \text{ dacă } \vec{x}_p^r \in S_i \,\&\, g_i^{r-1}(\vec{x}_p^r) < 0 \\ -1 \text{ dacă } \vec{x}_p^r \notin S_i \,\&\, g_i^{r-1}(\vec{x}_p^r) > 0 \end{cases} \qquad (14)$$

Din relaţia (13) rezultă:

$$g_i^r(\vec{x})_p = \sum_{k=1}^{r} \alpha_i(\vec{x}_p^k) K(\vec{x}_p, \vec{x}_p^k). \qquad (15)$$

Secvenţa de instruire a fost formată dintr-un număr de puncte repartizate uniform în domeniul definit de relaţiile (10). *Ordinea de prezentare a vectorilor la intrarea automatului a fost întîmplătoare.*

Dacă după r paşi de instruire apare vectorul $\vec{x}_p^*$, deosebim următoarele cazuri:

a) $\vec{x}_p^* \in S_k \,\&\, g_k^r(\vec{x}_p^*) > 0 \,\&\, g_i^r(\vec{x}_p^*) < 0$,

decizia automatului este corectă şi vectorul $\vec{x}_p^*$ se ignorează;

b) decizia automatului este incorectă, în care caz vectorul $\vec{x}_p^*$ se memorează şi i se atribuie coeficienţii de corecţie $\alpha_i(\vec{x}_p^*)$, $(i = 1, 2, 3, 4)$, după regula:

$$\{ \vec{x}_p^* \in S_i \,\&\, g_i^r(\vec{x}_p^*) > 0 \} \longrightarrow \alpha_i(\vec{x}_p^*) = 0, \quad (16)$$

$$\{ \vec{x}_p^* \notin S_i \,\&\, g_i^r(\vec{x}_p^*) < 0 \} \longrightarrow \alpha_i(\vec{x}_p^*) = 0, \quad (17)$$

$$\{ \vec{x}_p^* \in S_i \,\&\, g_i^r(\vec{x}_p^*) < 0 \} \longrightarrow \alpha_i(\vec{x}_p^*) = 1, \quad (18)$$

$$\{ \vec{x}_p^* \notin S_i \,\&\, g_i^r(\vec{x}_p^*) > 0 \} \longrightarrow \alpha_i(\vec{x}_p^*) = -1. \quad (19)$$

Pentru o funcţie potenţială de forma:

$$K(\vec{x}_p, \vec{x}_p^j) = \frac{A}{\alpha + \sum_{k=1}^{n} (x_{pk} - x_{pk}^j)^2} \qquad (20)$$

unde $A = 100.000$ şi $\alpha = 100$, dinamica regimului de instruire este ilustrată prin curba a dată în figura 4. În ordonată s-a reprezentat frecvenţa F a răspunsurilor corecte, calculată pe grupe de 20 de vectori, iar în abscisă numărul vectorilor prezentaţi la intrarea automatului.

Utilizînd funcţii potenţiale de forma:

$$K(\vec{x}_p, \vec{x}_p^j) = \frac{250}{1 + 0{,}5 \sum_{k=1}^{n} |x_{pk} - x_{pk}^j|} \qquad (21)$$

şi aceeaşi secvenţă de instruire, s-a obţinut curba *b* din figura 4.

După etapa de instruire a automatului, urmează etapa de „examen", adică regimul de conducere a instalaţiei reglate după caracteristica optimă de comandă învăţată în etapa

de instruire. În acest caz, automatul stabileşte mărimile de execuţie în conformitate cu relaţia :

$$\{ \underset{i}{Max}\, g_i(\vec{x}_p) = g_k(\vec{x}_p) \} \Rightarrow \{ \vec{x}_p \in S_k \} \Rightarrow x_{mopt} = (x_m)_k \,. \quad (22)$$

Utilizînd funcţia potenţială de forma (21), după ce automatul a memorat în regimul de instruire 60 de vectori, rezultatele în regimul

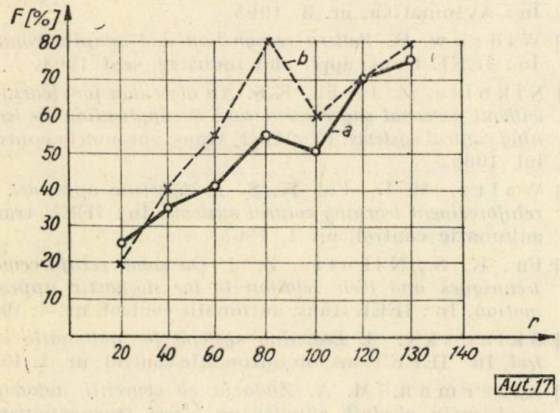


Fig. 4

de examen, adică la conducerea procesului după caracteristica optimă de comandă învăţată în automat, indică o eroare de clasificare a vectorilor $\vec{x}_p$, la clasele S_i, egală cu 11,7 %.

Pînă acum am considerat că zgomotul de măsură şi perturbaţiile necontrolabile sînt neglijabile. Pentru a vedea influenţa perturbaţiilor nemăsurabile asupra procesului de instruire, la cîţiva vectori dintr-o secvenţă de instruire formată din 105 puncte s-au comunicat automa-

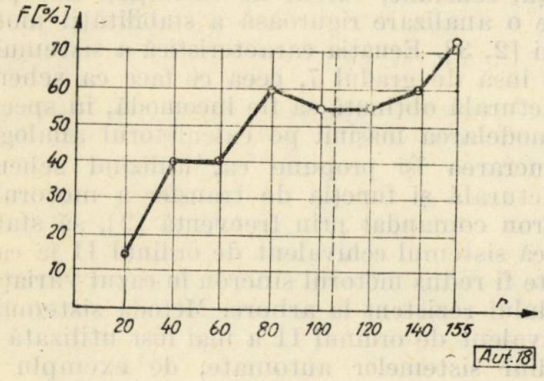


Fig. 5

tului date eronate despre decizia optimă ce trebuie adoptată. Rezultatele regimului de instruire sînt date în figura 5. După cei 105 vectori prezentaţi, s-a realizat un regim de examen, la care s-a obţinut o eroare de clasificare de 27 %, deci sensibil mai mare faţă de cazul cînd perturbaţiile necontrolabile lipsesc. Dacă se continuă procesul de instruire, în condiţiile cînd zgomotul de măsură sau noi perturbaţii necontrolabile nu mai apar, automatul îşi poate îmbunătăţi simţitor deciziile. După cei 105 vectori prezentaţi anterior, s-a continuat regimul de instruire, cu încă 50 de vectori. Apoi s-a verificat calitatea deciziilor automatului într-un nou regim de examen, care a arătat o micşorare a erorii de recunoaştere la mai puţin de jumătate faţă de eroarea din regimul de examen precedent. Se remarcă deci o îmbunătăţire substanţială a funcţionării sistemului atunci cînd se măreşte durata instruirii, chiar dacă la începutul procesului de instruire au existat perturbaţii nemăsurabile sau zgomot de măsură.

Este foarte important să subliniem modul în care trebuie apreciată calitatea instruirii, adică rezultatele regimului de examen. În ultimă instanţă, calitatea instruirii este dată de valorile indicatorului de performanţă $\Phi°$, obţinute în procesul de reglare după caracteristica optimă de comandă, învăţată în automat. Este evident că erorile de clasificare ale unui vector $\vec{x}_p$ la o clasă sau la alta nu au aceeaşi pondere. Astfel, dacă un vector $\vec{x}_p \in S_i$ este clasificat la clasa S_{i+1}, se produce o eroare de gradul unu ; dacă este clasificat la clasa S_{i+2}, se produce o eroare de gradul doi ş.a.m.d. La o eroare de gradul unu, decizia automatului nu este optimă, însă este apropiată de cea optimă, deoarece pentru mărimile de execuţie $(x_m)_i$ şi $(x_m)_{i+1}$, valorile $\Phi° [\vec{x}_p, (x_m)_i]$ şi $\Phi° [\vec{x}_p, (x_m)_{i+1}]$ diferă puţin. În cazul unor erori de grad superior, deciziile automatului conduc la valori foarte scăzute ale indicatorului de performanţă. Rezultă că în procesul de instruire trebuie eliminate erorile de grad superior.

În exemplele tratate mai sus, erorile de grad superior au fost eliminate, iar erorile de gradul unu sînt suficient de rare. Acestea se pot admite cu condiţia ca ponderea lor să fie totuşi mică, deoarece ele apar la punctele apropiate de graniţa a două clase. În aceste cazuri, valorile indicatorilor de performanţă corespunzătoare celor două clase, în punctul în care a apărut eroarea, diferă foarte puţin.

În practică, dacă în procesul de conducere a obiectului după caracteristica optimă de comandă, învăţată de automat în etapa de instruire, se elimină erorile de grad superior, iar procentul erorilor de gradul unu este în jur de (10—15) % performanţele sistemului de reglare se pot considera satisfăcătoare. Din cele arătate mai sus rezultă că aceste performanţe s-au obţinut relativ uşor (prin memorarea a 60—80 vectori), pentru o instalaţie reglată cu o caracteristică de o formă destul de complicată.

2. Concluzii

Algoritmul suprafeţelor potenţiale duce la rezultate superioare în problema recunoaşteri situaţiilor, deoarece permite instruirea automa

tului, cu rezultate foarte bune, chiar şi atunci cînd informaţiile apriorice asupra procesului sînt foarte reduse, iar caracteristica procesului este complicată.

Verificările experimentale au arătat utilitatea folosirii distanţei Hamming în funcţiile potenţiale, deoarece timpul de calcul pentru adoptarea unei decizii se micşorează simţitor, ceea ce este important pentru sistemele de conducere care lucrează în timp real.

Algoritmul suprafeţelor potenţiale este deosebit de util atunci cînd informaţiile apriorice asupra procesului sînt foarte reduse, însă practic este inutilizabil atunci cînd procesul este nestaţionar. Acest lucru rezultă ca urmare a faptului că adaptarea automatului la modificările caracteristicii procesului condus se realizează prin memorarea de noi vectori cărora li se asociază funcţii potenţiale. Este evident că, la modificări lente însă continue ale caracteristicii procesului condus, adaptarea unui automat ce utilizează algoritmul funcţiilor potenţiale duce în mod inevitabil la creşterea continuă a numărului de vectori memoraţi de automat, deci la un timp de calcul foarte mare sau chiar la depăşirea capacităţii de memorie.

BIBLIOGRAFIE

[1] Nilsson, N. Learning Machines. Mc Graw Hill, 1965.

[2] Taylor, V. K. *Samonastraivaiuşciesia ustroistvo upravleniia ispolizuiuşcie raspoznavanie obrazov.* Congr. II IFAC, Basel, 1963.

[3] Grubov, V. I., Ivahnenko, A. G., Mandrovski-Sokolov, B. Iu. *Promîslennaia kibernetika.* Iz. Naukova dumka, Kiev, 1966.

[4] Ivahnenko, A. G. *Kiberneticeskie sistemî s kombinirovannîm upravleniem.* Kiev, 1965.

[5] Kerekesner, I. P., Cehovii, Iu. N. *Algoritm navciania rozimknenoi sistemi ekstremalinogo keruvaniia.* În : Avtomatika, nr. 3, 1965.

[6] Widrow, B. *Pattern recognition and adaptiv control.* În : IEEE trans. appl. and industry, sept 1964.

[7] Nikolic, Z. J., Fu, K.S. *An algorithm for learning without external supervision and its application to learning control systems.* În : IEEE trans. automatic control iul 1966.

[8] Waltz, M. D., Fu, K. S. *A heuristic approach to reinforcement learning control systems.* În : IEEE trans. automatic control, nr. 4, 1965.

[9] Fu, K. S., Nikolic, Z. J. *On some reinforcement techniques and their relation to the stochastic approximation.* In : IEEE trans. automatic control, nr. 4, 1966.

[10] Sklansky, J. *Learning systems for automatic control.* In IEEE trans. on automatic control, nr. 1, 1966.

[11] Aizerman, M. A. *Zadacia ob obucenii avtomatov razdeleniiu vhodnîh situaţii na klassî* (raspoznavaniiu obrazov). Congr. II IFAC, Basel, 1963.

Ing. EM. MICU

Sistemul echivalent de ordinul II al motorului sincron comandat prin frecvenţă

Analiza şi sinteza sistemelor automate cu maşini sincrone întîmpină mari dificultăţi din cauza numărului mare de circuite cuplate magnetic, în mare parte neliniare. De asemenea, neliniaritatea ecuaţiilor diferenţiale care descriu comportarea dinamică a maşinii sincrone, neliniaritate ce persistă chiar în ipoteza neglijării saturaţiei maşinii, reclamă un mare număr de multiplicatoare analogice, din care cauză modelarea exactă a maşinii sincrone în regim dinamic poate fi realizată numai pe calculatoare analogice mari. În unele studii referitoare la pendulările maşinii sincrone sau la reglarea tensiunii se fac simplificări prin neglijarea rezistenţei înfăşurării indusului şi a tensiunilor electromotoare induse prin pulsaţia fluxului [1]. Aceste simplificări, în special neglijarea rezistenţei, nu mai pot fi făcute în cazul motorului sincron alimentat cu tensiuni de frecvenţe variabile, deoarece la frecvenţe joase, rezistenţele pot deveni comparabile cu reactanţele. Considerarea rezistenţelor, a tensiunilor de forma $\frac{d\psi}{dt}$ şi a înfăşurărilor de amortizare atrage după sine calcule laborioase pentru determinarea schemei structurale şi a răspunsului motorului sincron la variaţia anumitor mărimi de intrare (cuplu rezistent, frecvenţă, tensiune, curent de excitaţie), dar permite o analizare riguroasă a stabilităţii motorului [2, 3]. Ecuaţia caracteristică a sistemului este însă de gradul 7, ceea ce face ca schema structurală obţinută să fie incomodă, în special la modelarea maşinii pe calculatorul analogic.

Lucrarea îşi propune ca, utilizînd schema structurală şi funcţia de transfer a motorului sincron comandat prin frecvenţă [2], să stabilească sistemul echivalent de ordinul II la care poate fi redus motorul sincron în cazul variaţiei cuplului rezistent la arbore. Metoda sistemului echivalent de ordinul II a mai fost utilizată în studiul sistemelor automate, de exemplu la acordarea optimă a regulatoarelor PI [4].

1. Schema structurală a motorului sincron la variaţia cuplului rezistent

În ipoteza tensiunilor de alimentare simetrice şi sinusoidale şi a maşinii nesaturate, funcţia de transfer între abaterea cuplului electromagnetic Δm_e şi abaterea unghiului de sarcină $\Delta\delta$, obţinută prin liniarizarea ecuaţiilor

diferenţiale prin dezvoltarea în serie Taylor în jurul unui punct staţionar de funcţionare, este [2]:

$$Y_p(s) = \frac{\Delta m_e(s)}{\Delta\delta(s)} =$$

$$= \frac{(V_1Z_4 - V_2Z_2)V_3 + (V_2Z_1 - V_1Z_3)V_4}{Z_1Z_4 - Z_2Z_3} \quad (1)$$

(factorii $V_1 - V_4$, $Z_1 - Z_4$ depind de regimul staţionar considerat şi sînt daţi în anexa I).

Ecuaţia mişcării, liniarizată şi trecută în operaţional, se scrie:

$$\Delta m_m(s) = \Delta m_e(s) - \frac{T_m}{\omega_b^2} s^2 \Delta\delta(s), \quad (2)$$

unde $\Delta m_m(s)$ şi $\Delta m_e(s)$ sînt transformatele Laplace ale abaterilor cuplului rezistent, respectiv cuplului electromagnetic, faţă de regimul staţionar, T_m — constanta mecanică de timp, s — operatorul Laplace, iar ω_b — pulsaţia nominală a tensiunii de alimentare. (În lucrare toate mărimile sînt exprimate în sistemul de unităţi relative, cu excepţia timpului, exprimat în secunde).

Relaţiile (1) şi (2) sugerează schema bloc în circuit închis, cu reacţie unitară, din figura 1,

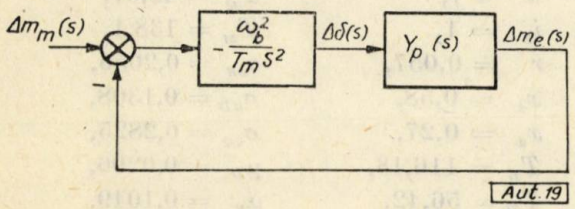


Fig. 1. — Schema structurală a motorului sincron la variaţia cuplului rezistent.

în care mărimea de intrare este abaterea cuplului rezistent, iar mărimea de ieşire este abaterea cuplului electromagnetic.

2. Sistemul echivalent de ordinul II

Un sistem de ordinul II poate echivala un sistem de ordin superior dacă răspunsul acestuia depinde în mod esenţial numai de două rădăcini, care dau cele mai mari amortizări. Această condiţie este satisfăcută în cazul motorului sincron, la care, prin neglijarea rezistenţei, a tensiunilor de forma $\frac{d\psi}{dt}$ şi a înfăşurărilor de amortizare, gradul ecuaţiei caracteristice se reduce la 2 (anexa II). Posibilitatea echivalării motorului sincron cu un sistem de ordinul II a fost arătată şi în [5], prin calcule analogice.

Sistemul echivalent de ordinul II al motorului sincron comandat prin frecvenţă va fi determinat din condiţia ca factorul de amortizare ζ şi pulsaţia proprie neamortizată ω_n să fie aceleaşi ca şi la sistemul real. În acest fel, sistemul de ordinul II va reproduce mult mai fidel comportarea dinamică a motorului sincron decît sistemul obţinut în anexa II prin simplificările enunţate.

Introducînd modulul M pentru sistemul reprezentat în figura 1, cu funcţia de transfer a circuitului deschis:

$$Y(s) = \frac{\omega_b^2}{T_m s^2} Y_p(s) \quad (3)$$

sub forma [6]:

$$M = \left| \frac{Y(j\omega)}{1 + Y(j\omega)} \right|, \quad (4)$$

se observă că dacă hodograful $Y(j\omega)$ trece prin punctul $(-1,0)$, deci sistemul se află la limita stabilităţii, M devine infinit. Cu cît este mai mare maximul M_p, pentru un anumit regim staţionar, cînd ω variază de la $-\infty$ la $+\infty$, cu atît sistemul se află mai aproape de limita de stabilitate.

Cunoscînd maximul modulului M_p şi pulsaţia de rezonanţă corespunzătoare ω_p, se poate determina factorul de amortizare ζ şi pulsaţia proprie neamortizată ω_n din relaţiile [6]:

$$M_p = \frac{1}{2\zeta\sqrt{1-\zeta^2}}, \quad (5)$$

$$\omega_p = \omega_n\sqrt{1-2\zeta^2}. \quad (6)$$

Rezolvînd ecuaţia bipătrată (5) în raport cu ζ şi reţinînd numai rădăcina compatibilă cu sistemul fizic, se obţine:

$$\zeta = \sqrt{\frac{1-\sqrt{1-\frac{1}{M_p^2}}}{2}}, \quad (7)$$

şi

$$\omega_n = \frac{\omega_p}{\sqrt{1-2\zeta^2}}. \quad (8)$$

Ecuaţia diferenţială a sistemului echivalent de ordinul II este:

$$\frac{1}{\omega_n^2}\frac{d^2\Delta m_e(t)}{dt^2} + \frac{2\zeta}{\omega_n}\frac{d\Delta m_e(t)}{dt} + \Delta m_e(t) = \Delta m_m(t), \quad (9)$$

iar funcţia de transfer:

$$\frac{\Delta m_e(s)}{\Delta m_m(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}. \quad (10)$$

Acest sistem echivalent poate fi modelat cu uşurinţă pe un calculator analogic, cu un număr mic de amplificatoare şi fără elemente neliniare.

3. Schema logică de calcul pentru determinarea lui ζ şi ω_n

Calculatorul electronic numeric poate fi programat pentru a calcula factorul de amortizare şi pulsaţia proprie neamortizată pentru anumite

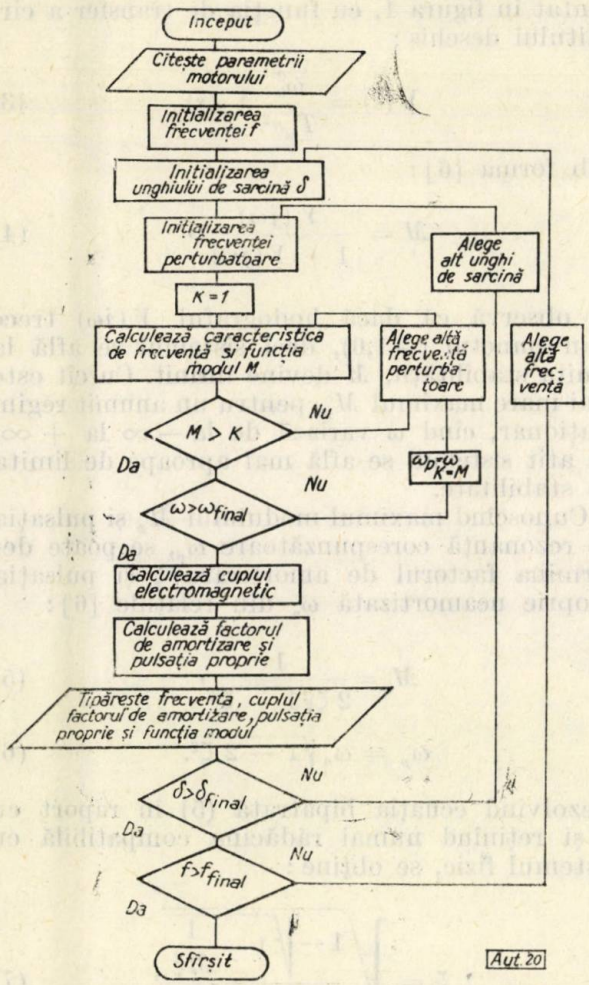


Fig. 2. Schema logică de calcul al parametrilor sistemului echivalent de ordinul II.

frecvenţe ale tensiunilor de alimentare şi pentru anumite încărcări ale motorului. Este de la sine înţeles că, din moment ce funcţia de transfer depinde de mărimile regimului staţionar considerat, sistemul echivalent de ordinul II are pentru fiecare regim de funcţionare al motorului (caracterizat prin frecvenţă, tensiune de alimentare, curent de excitaţie şi cuplu rezistent) cîte un factor de amortizare şi cîte o pulsaţie proprie neamortizată.

Schema logică de calcul este dată în figura 2.

Calculatorul calculează, pentru o anumită frecvenţă şi o anumită încărcare, caracteristica de frecvenţă $Y(j\omega)$ şi modulul M, pentru diferite valori ale frecvenţei perturbatoare ω (teoretic cuprinse între $-\infty$ şi $+\infty$, practic se impun lui ω limite între care se presupune că se află modulul maxim, adică între care $Y(j\omega)$ este cel mai apropiat de punctul $(-1,0)$ sau, cu alte cuvinte, pentru care caracteristica de frecvenţă intersectează axa reală). Dintre toate valorile modulului M, calculatorul alege valoarea maximă M_p, calculează factorul de amortizare ζ şi pulsaţia proprie neamortizată ω_n, le tipăreşte şi trece la regimul staţionar următor. Rezultatele calculelor apar sub forma unor tabele cu următoarele coloane : frecvenţa f, cuplul rezistent m_m, factorul de amortizare ζ, pulsaţia proprie neamortizată ω_n şi modulul maxim M_p.

Calculele au fost efectuate la un calculator electronic numeric IBM 360/30, programarea fiind făcută în limbajul algoritmic BASIC FORTRAN IV.

4. Rezultate

Echivalarea unui motor sincron de 3,5 kW cu un sistem de ordinul II a fost făcută pentru frecvenţe cuprinse între 0,2 şi 0,5 din frecvenţa nominală. Sub frecvenţa $f = 0{,}2$, motorul este instabil, iar peste $f = 0{,}5$, răspunsul motorului la variaţii mici ale cuplului de sarcină are un caracter puţin oscilator. Parametrii motorului sînt următorii (în u.r.) :

$u = f$,	$T_Q = 48{,}67$,
$i_E = 1$,	$T_M = 138{,}1$,
$r = 0{,}057$,	$\sigma_{dE} = 0{,}2056$,
$x_d = 0{,}58$,	$\sigma_{dD} = 0{,}1308$,
$x_q = 0{,}27$,	$\sigma_{qQ} = 0{,}2825$,
$T_E = 116{,}18$,	$\mu_D = 0{,}0206$,
$T_D = 56{,}42$,	$\mu_E = 0{,}1049$.

Dependenţa factorului de amortizare ζ şi a pulsaţiei proprii neamortizate ω_n de sarcina motorului şi frecvenţă este arătată în figurile 3 şi 4.

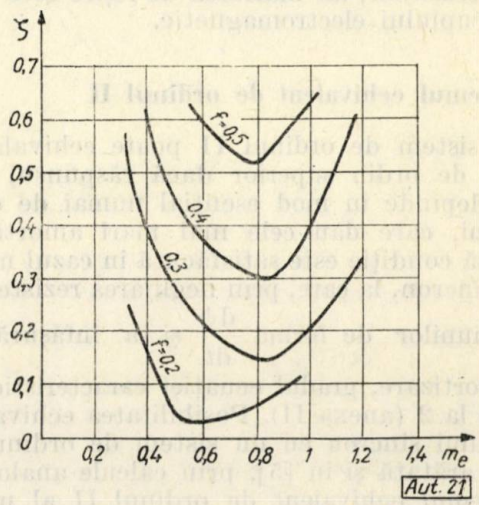


Fig. 3. Dependenţa factorului de amortizare de regimul staţionar de funcţionare.

La frecvenţe joase, motorul este foarte puţin amortizat, variaţiile unghiului de sarcină, turaţiei instantanee, puterii şi cuplului electromagnetic produse de variaţia cuplului rezistent pot fi inadmisibile pentru o serie de acţionări de

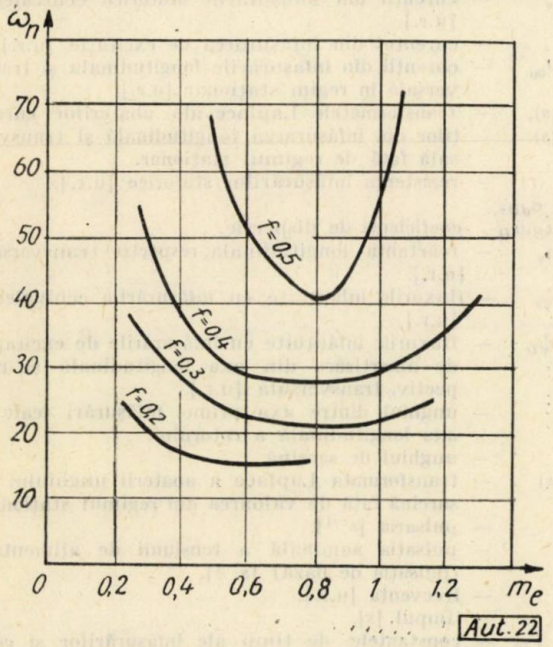


Fig. 4. Dependenţa pulsaţiei proprii neamortizate de regimul staţionar de funcţionare.

precizie, încît se impune o legătură inversă a unghiului de sarcină cu acţiunea asupra tensiunii de alimentare sau curentului de excitaţie Sistemul echivalent de ordinul II obţinut permite studierea comodă a motorului şi a sistemului de reglare adoptat, fie prin calcule numerice, fie analogice.

5. Concluzii

Pornind de la expresia funcţiei de transfer nesimplificate a motorului sincron, se poate stabili — pentru o gamă de frecvenţe în care răspunsul motorului la variaţia cuplului rezistent la arbore are un pronunţat caracter variabil — un sistem echivalent de ordinul II, care are aceeaşi amortizare şi pulsaţie proprie neamortizată ca şi motorul. Parametrii sistemului echivalent se calculează rapid cu ajutorul calculatorului electronic numeric. Sistemul obţinut permite echivalarea comodă a motorului în vederea studierii comportării dinamice a acestuia. Modelarea analogică a acestui sistem se face cu un consum redus de amplificatoare şi nu necesită multiplicatoare.

ANEXA I

Factorii care intră în expresia funcţiei de transfer, cu notaţiile uzuale, în care indicele zero indică regimul staţionar, sînt daţi de următoarele relaţii [2]:

$$V_1 = -u \sin \delta_0 - \frac{x_d}{\omega_b} i_{d0}\, s - \frac{1}{\omega_b} i_{E0}\, s, \tag{11}$$

$$V_2 = u \cos \delta_0 + \frac{x_q}{\omega_b} i_{q0}\, s, \tag{12}$$

$$V_3 = (x_d - x_q)\, i_{d0} + i_{E0} + x_q\, i_{d0} \frac{\frac{T_Q}{\omega_b}(1 - \sigma_{qQ})\, s}{1 + \frac{T_Q}{\omega_b} s}, \tag{13}$$

$$V_4 = (x_d - x_q)\, i_{q0} - x_d\, i_{q0}\, s \frac{\frac{T_E}{\omega_b}(1 - \sigma_{dE})\left(1 + \frac{T_D}{\omega_b}\mu_D s\right) + \frac{T_D}{\omega_b}(1 - \sigma_{dD})\left(1 + \frac{T_E}{\omega_b}\mu_E s\right)}{\left(1 + \frac{T_E}{\omega_b} s\right)\left(1 + \frac{T_D}{\omega_b} s\right) - \frac{T_E T_D}{\omega_b^2}(1 - \mu_E)(1 - \mu_D)\, s^2}, \tag{14}$$

$$Z_1 = r + \frac{x_q}{\omega_b} s - \frac{x_q}{\omega_b} \frac{\frac{T_Q}{\omega_b}(1 - \sigma_{qQ})}{1 + \frac{T_Q}{\omega_b} s} s^2, \tag{15}$$

$$Z_2 = f x_d - f x_d\, s \frac{\frac{T_E}{\omega_b}(1 - \sigma_{dE})\left(1 + \frac{T_D}{\omega_b}\mu_D s\right) + \frac{T_D}{\omega_b}(1 - \sigma_{dD})\left(1 + \frac{T_E}{\omega_b}\mu_E s\right)}{\left(1 + \frac{T_E}{\omega_b} s\right)\left(1 + \frac{T_D}{\omega_b} s\right) - \frac{T_E T_D}{\omega_b^2}(1 - \mu_E)(1 - \mu_D)\, s^2}, \tag{16}$$

$$Z_3 = -f x_q - f x_q \frac{\frac{T_Q}{\omega_b}(1 - \sigma_{qQ})\, s}{1 + \frac{T_Q}{\omega_b} s}, \tag{17}$$

$$Z_4 = r + \frac{x_d}{\omega_b} s - \frac{x_d}{\omega_b} s^2 \frac{\frac{T_E}{\omega_b}(1 - \sigma_{dE})\left(1 + \frac{T_D}{\omega_b}\mu_D s\right) + \frac{T_D}{\omega_b}(1 - \sigma_{dD})\left(1 + \frac{T_E}{\omega_b}\mu_E s\right)}{\left(1 + \frac{T_E}{\omega_b} s\right)\left(1 + \frac{T_D}{\omega_b} s\right) - \frac{T_E T_D}{\omega_b^2}(1 - \mu_E)(1 - \mu_D) s^2}, \tag{18}$$

ANEXA II

Funcţia de transfer a motorului sincron comandat prin frecvenţă la variaţia cuplului rezistent, în cazul neglijării rezistenţei înfăşurării indusului, a tensiunilor electromotoare de forma $\frac{d\psi}{dt}$ şi a înfăşurărilor de amortizare, se determină plecînd de la ecuaţiile maşinii sincrone din teoria celor două axe, mărimile fiind exprimate în sistemul de unităţi relative (cu excepţia timpului):

$$u_d = -\frac{1}{\omega_b} \psi_q \frac{d\vartheta}{dt}, \tag{19}$$

$$u_q = \frac{1}{\omega_b} \psi_d \frac{d\vartheta}{dt}, \tag{20}$$

$$m_e = i_q\, \psi_d - i_d\, \psi_q, \tag{21}$$

$$m_e - m_m = \frac{T_m}{\omega_b^2} \frac{d^2\vartheta}{dt^2}, \tag{22}$$

$$\psi_d = x_d\, i_d + i_E, \tag{23}$$

$$\psi_q = x_q\, i_q, \tag{24}$$

$$\delta = \vartheta - \omega t + \frac{\pi}{2}, \tag{25}$$

$$f = \frac{\omega}{\omega_b}, \tag{26}$$

$$u_d = u \cos \delta, \tag{27}$$

$$u_q = u \sin \delta, \tag{28}$$

în care ϑ este unghiul făcut de rotor cu axa primei faze, indicii d, q se referă la înfăşurarea echivalentă din axa longitudinală, respectiv transversală, iar indicele E la înfăşurarea de excitaţie.

Ecuaţiile (19, (20) şi (21) se pot scrie :

$$u \sin \delta = - x_q i_q \left(\frac{1}{\omega_b} \frac{d\delta}{dt} + f \right), \tag{29}$$

$$u \cos \delta = (x_d i_d + i_E) \left(\frac{1}{\omega_b} \frac{d\delta}{dt} + f \right), \tag{30}$$

$$m_e = (x_d - x_q) i_d i_q + i_q i_E. \tag{31}$$

Dezvoltînd variabilele în serie Taylor în jurul unui punct staţionar de funcţionare, notat cu indicele 0, neglijînd derivatele parţiale de ordinul 2, adică :

$$z = f(x, y) ; \Delta z = \left(\frac{\partial f}{\partial x} \right)_{x_0, y_0} \Delta x + \left(\frac{\partial f}{\partial y} \right)_{x_0, y_0} \Delta y, \tag{32}$$

şi aplicînd transformata Laplace :

$$\varphi(s) = \int_0^\infty \exp(-st)\, \varphi(t)\, dt, \tag{33}$$

ecuaţiile se scriu :

$$u \cos \delta_0 \Delta\delta(s) = - x_q i_{q0} \frac{1}{\omega_b} s \Delta\delta(s) - f x_q \Delta i_q(s), \tag{34}$$

$$- u \sin \delta_0 \Delta\delta(s) = x_d i_{d0} \frac{1}{\omega_b} s \Delta\delta(s) + f x_d \Delta i_d(s) + i_E \frac{1}{\omega_b} s \Delta\delta(s), \tag{35}$$

$$\Delta m_e(s) = (x_d - x_q) [i_{q0} \Delta i_d(s) + i_{d0} \Delta i_q(s)] + i_E \Delta i_q(s). \tag{36}$$

Rezultă uşor funcţia de transfer între abaterea unghiului electromagnetic Δm_e şi abaterea unghiului de sarcină $\Delta\delta$:

$$\frac{\Delta m_e(s)}{\Delta\delta(s)} = a + b s, \tag{37}$$

în care :

$$a = - \left[(x_d - x_q) \left(\frac{i_{q0}}{x_d} \sin \delta_0 + \frac{i_{d0}}{x_q} \cos \delta_0 \right) + \frac{i_E}{x_q} \cos \delta_0 \right] \frac{u}{f}, \tag{38}$$

$$b = - \left[(x_d - x_q) \left(2 i_{d0} i_{q0} + \frac{i_E i_{q0}}{x_d} \right) + i_E i_{q0} \right] \frac{1}{f \omega_b}. \tag{39}$$

Liniarizînd ecuaţia mişcării, rezultă :

$$\Delta m_m(s) = \Delta m_e(s) - \frac{T_m}{\omega_b^2} s^2 \Delta\delta(s), \tag{40}$$

şi notînd :

$$c = - \frac{T_m}{\omega_b^2}, \tag{41}$$

avem :

$$\frac{\Delta m_m(s)}{\Delta\delta(s)} = a + b s + c s^2 \tag{42}$$

şi :

$$\frac{\Delta m_e(s)}{\Delta m_m(s)} = \frac{a + bs}{a + bs + cs^2}. \tag{43}$$

Obs. În regimul de motor, unghiul de sarcină δ trebuie considerat negativ.

Semnificaţia notaţiilor utilizate

u — tensiunea la bornele înfăşurării statorice reale în regim staţionar [u.r.].
u_d, u_q — tensiunile de alimentare a înfăşurărilor statorice echivalente [u.r.].
i_d, i_q — curenţii din înfăşurările statorice echivalente [u.r.].
i_E — curentul din înfăşurarea de excitaţie [u.r.].
i_{d0}, i_{q0} — curenţii din înfăşurările longitudinală şi transversală în regim staţionar [u.r.].
$\Delta_d i(s)$, $\Delta i^b(s)$ — transformatele Laplace ale abaterilor curenţilor din înfăşurarea longitudinală şi transversală faţă de regimul staţionar.
r — rezistenţa înfăşurărilor statorice [u.r.].
σ_{dE}, σ_{dD}, σ_{qQ}, μ_E, μ_D coeficienţi de dispersie.
x_d, x_q — reactanţa longitudinală, respectiv transversală [u.r.].
ψ_d, ψ_q — fluxurile înlănţuite cu înfăşurările echivalente [u.r.].
ψ_E, ψ_D — fluxurile înlănţuite cu înfăşurările de excitaţie, de amortizare din axa longitudinală şi, respectiv, transversală [u.r.].
ϑ — unghiul dintre axa primei înfăşurări reale şi axa longitudinală a rotorului.
δ — unghiul de sarcină.
$\Delta\delta(s)$ — transformata Laplace a abaterii unghiului de sarcină faţă de valoarea din regimul staţionar.
ω — pulsaţia [s^{-1}].
ω_b — pulsaţia nominală a tensiunii de alimentare (pulsaţia de bază) [s^{-1}].
f — frecvenţa [u.r.].
t — timpul [s].
T_E, T_D, T_Q, T_m — constantele de timp ale înfăşurărilor şi constanta mecanică de timp [u.r.].
m_m — cuplul mecanic rezistent [u.r.].
m_{e0} — cuplul electromagnetic în regim staţionar [u.r.].
$\Delta m_e(s)$ — transformata Laplace a abaterii cuplului electromagnetic faţă de valoarea regimului staţionar.
$\Delta m_m(s)$ — transformata Laplace a abaterii cuplului rezistent.
s — operatorul Laplace.
$Y_p(s)$ — funcţia de transfer între Δm_m şi $\Delta\delta$.
$Y(s)$ — funcţia de transfer a circuitului deschis.
M — modulul.
M_p — modulul maxim.
ζ — factorul de amortizare.
ω_p — pulsaţia de rezonanţă.
ω_n — pulsaţia proprie neamortizată.
— indicele o indică regimul staţionar.
— semnul Δ indică variaţii foarte mici ale variabilelor.

BIBLIOGRAFIE

[1] Klittich, M., Pfaff, G. *Die Simulation eines Turbogenerators mit Polradwinkelregelung auf dem Analogrechner.* In : AEG Mitt. 57, 1967, nr. 1.

[2] Micu, Em. *Funcţia de transfer şi stabilitatea motorului sincron la frecvenţe joase şi cuplu rezistent variabil.* In : Electrotehnica, 1970, nr. 3.

[3] Micu, Em. *Program pentru determinarea limitei stabilităţii motorului sincron la frecvenţe joase cu calculatorul electronic numeric.* In : Electrotehnica, 1970, nr. 9.

[4] Călin, S. *Utilizarea metodei sistemului echivalent de ordinul II pentru acordarea optimă a regulatoarelor* PI. In : Automatica şi Electronica, 7, 1963, nr. 6.

[5] Lipo, Th., Krause, P. C. *Stability analysis for variable frequency operation of synchronous machines.* In : IEEE transactions on power apparatus and systems, vol. **87**, nr. 1, ian 1968.

[6] Savant, C. J. *Calculul sistemelor automate,* Editura tehnică, Bucureşti, 1967.

Ing. IULIA KUN

Sinteza circuitelor secvenţiale liniare

Într-un articol precedent [1] s-a tratat problema analizei circuitelor secvenţiale liniare. Utilizînd operatorul de întîrziere D introdus de Huffman [2], s-a arătat modalitatea de construire a grafului corespunzător unui asemenea circuit, determinarea funcţiei de transfer a circuitului reducîndu-se la determinarea transmitanţei grafului.

În cele ce urmează se propune o metodă de sinteză a circuitelor secvenţiale liniare cu o funcţie de transfer dată, utilizînd metodele teoriei grafelor. Această metodă îşi găseşte aplicaţii în sinteza automatelor finite, sinteza sistemelor de codare şi decodare etc.

Funcţia de transfer a unui circuit secvenţial liniar este definită ca raportul dintre secvenţa de ieşire şi cea de intrare, secvenţele reprezentînd coeficienţii polinoamelor corespunzătoare, ordonaţi după valorile descrescătoare ale indicilor *.

Polinomului:

$$z(x) = z_k x^k + z_{k-1} x^{k-1} + \ldots + z_1 x + z_0 \quad (1)$$

îi corespunde secvenţa

$$Z = z_k z_{k-1} \ldots z_1 z_0, \quad (2)$$

în care simbolul z_k apare la tactul curent, $_{k-1}$ — la tactul următor etc. Ţinînd seamă de faptul că D^i reprezintă operatorul de întîrziere cu i tacte, iar D^0 — operatorul identitate I, secvenţa (2) poate fi pusă sub forma:

$$z_k I + z_{k-1} D + \ldots + z_1 D^{k-1} + z_0 D^k = z^*(D). \quad (3)$$

Se observă că polinomul $z^*(D)$ este polinomul dual polinomului $z(D)$, adică polinomul obţinut prin inversarea ordinii coeficienţilor.

Aceeaşi secvenţă poate fi scrisă într-o formă echivalentă utilizînd operatorul de anticipare D^{-1}:

$$z^*(D) = D^k [z_k D^{-k} + z_{k-1} D^{(k-1)} + \ldots + z_1 D^{-1} + z_0 I] = D^k \cdot z(D^{-1}) = \frac{z(D^{-1})}{D^{-k}}. \quad (4)$$

Ca şi secvenţele de intrare şi de ieşire, funcţia de transfer poate fi exprimată ca funcţie sau de argument D sau de argument D^{-1}.

Fie, în cazul general, o funcţie de transfer de forma raportului a două polinoame în D:

$$T = \frac{c(D)}{f(D)} = \frac{c_k D^k + c_{k-1} D^{k-1} + \ldots + c_1 D + c_0 I}{f_l D^l + f_{l-1} D^{l-1} + \ldots + f_1 D + f_0 I} \quad (5)$$

Ea poate fi scrisă sub forma echivalentă:

$$T = \frac{D^{-l} \cdot c^*(D^{-1})}{D^{-k} \cdot f^*(D^{-1})} = \frac{g(D^{-1})}{h(D^{-1})}, \quad (6)$$

adică:

$$T = \frac{D^{-r} + g_{r-1} D^{-(r-1)} + \ldots + g_1 D^{-1} + g_0 I}{D^{-s} + h_{s-1} D^{-(s-1)} + \ldots + h_1 D^{-1} + h_0 I}. \quad (7)$$

Pentru ca un circuit secvenţial liniar să fie realizabil, trebuie să fie îndeplinit principiul cauzalităţii, conform căruia semnalul (secvenţa) de ieşire nu poate preceda semnalul (secvenţa) de intrare. Deoarece D^{-1} este un operator de anticipare, condiţia de realizabilitate a circuitului constă în absenţa din expresia funcţiei lui de transfer a termenilor de forma D^{-i} $(i > 0)$.

În cazul în care funcţia de transfer este pusă, ca în relaţia (5), sub forma raportului a două polinoame în D, pentru satisfacerea condiţiei de realizabilitate este necesară prezenţa în polinomul de la numitor a termenului I*, respectiv trebuie să fie îndeplinită condiţia:

$$f_0 = 1. \quad (8)$$

În caz contrar se poate da fracţiei factor comun D la un exponent negativ şi se poate separa cel puţin un termen de forma D^{-i} $(i > 0)$.

În cazul în care funcţia de transfer este pusă, ca în relaţia (7), sub forma raportului a două polinoame în D^{-1}, pentru satisfacerea condiţiei de realizabilitate gradul polinomului de la numărător trebuie să fie cel mult egal cu gradul polinomului de la numitor, adică:

$$r \leqslant s. \quad (9)$$

În caz contrar, prin efectuarea împărţirii se separă cel puţin un termen de forma D^{-i} $(i > 0)$.

---

* Coeficienţii polinoamelor aparţin cîmpului Galois cu două elemente GF (2) şi toate operaţiile se efectuează în acest cîmp. Pentru simplitate, operaţiile modulo doi se notează cu semnele · şi + .

* Condiţia aceasta se referă la expresia funcţiei de transfer rezultată în urma unei eventuale simplificări a fracţiei cu o putere a lui D. În cazul în care nu este operată simplificarea posibilă, pentru satisfacerea condiţiei de realizabilitate exponentul celei mai mici puteri a lui D de la numitor trebuie să fie cel mult egal cu exponentul celei mai mici puteri a lui D de la numărător.

Fie un circuit secvenţial liniar care efectuează înmulţirea polinomului de intrare $z(x)$ cu raportul:

$$\frac{a(x)}{b(x)} = \frac{x^m + a_{m-1}x^{m-1} + \ldots + a_1 x + a_0}{x^n + b_{n-1}x^{n-1} + \ldots + b_1 x + b_0}. \quad (10)$$

Deoarece, aşa cum s-a arătat, polinoamelor de intrare şi de ieşire $z(x)$ şi $y(x)$ le corespund dualele lor în D, $z^*(D)$ şi $y^*(D)$, funcţia de transfer a circuitului poate fi pusă sub forma:

$$T_1 = \frac{a^*(D)}{b^*(D)} = \frac{I + a_{m-1}D + \ldots + a_1 D^{m-1} + a_0 D^m}{I + b_{n-1}D + \ldots + b_1 D^{n-1} + b_0 D^n}. \quad (11)$$

Aceeaşi funcţie de transfer poate fi adusă la forma raportului a două polinoame în D^{-1}:

$$T_1 = \frac{D^m[D^{-m} + a_{m-1}D^{-(m-1)} + \ldots + a_1 D^{-1} + a_0 I]}{D^n[D^{-n} + b_{n-1}D^{-(n-1)} + \ldots + b_1 D^{-1} + b_0 I]} = \frac{D^{-n} \cdot a(D^{-1})}{D^{-m} \cdot b(D^{-1})} \quad (12)$$

sau la forma:

$$T_1 = D^{m-n} \cdot \frac{a(D^{-1})}{b(D^{-1})} = D^{-(n-m)} \cdot \frac{a(D^{-1})}{b(D^{-1})}. \quad (13)$$

Înmulţirea secvenţei de intrare cu funcţia de transfer T_1 dată de relaţia (13) poate fi interpretată ca o înmulţire cu raportul $\frac{a(D^{-1})}{b(D^{-1})}$ şi o întîrziere cu $m - n$ tacte, dacă $m > n$, sau o anticipare cu $n - m$ tacte, dacă $m < n$.

În cazul în care $m > n$, întîrzierea cu $m - n$ tacte este absolut necesară pentru realizabilitatea circuitului.

Din relaţia (13) se observă că gradele numărătorului şi numitorului funcţiei de transfer coincid, deci condiţia de realizabilitate dată de relaţia (9) este îndeplinită la limită. Eliminarea întîrzierii de $m - n$ tacte este echivalentă cu înmulţirea funcţiei de transfer cu $D^{-(m-n)}$, ceea ce duce la depăşirea gradului numitorului de către cel al numărătorului cu $m - n$, deci la neîndeplinirea condiţiei de realizabilitate.

În cazul în care $m < n$, circuitul cu funcţia de transfer (13) introduce o anticipare de $n - m$ tacte. Această anticipare poate fi eliminată, circuitul rămînînd realizabil. Într-adevăr, eliminarea anticipării este echivalentă cu înmulţirea funcţiei de transfer T_1 cu D^{n-m}, operaţie care conduce la obţinerea funcţiei de transfer T_2:

$$T_2 = D^{n-m} \cdot T_1 = \frac{a(D^{-1})}{b(D^{-1})}, \quad (14)$$

pentru care condiţia de realizabilitate (9) este îndeplinită.

La un circuit cu funcţia de transfer (14), apariţia simbolului y_t la ieşire are loc simultan cu aplicarea simbolului z_t la intrare. Evident, în primele $n - m$ tacte la ieşire se furnizează tot atîtea simboluri 0, reprezentînd coeficienţii $y_k \cdots y_{k-(n-m-1)}$ ai polinomului de ieşire.

Expresia funcţiei de transfer T_2 ca raport a două polinoame în D este:

$$T_2 = D^{n-m} \cdot T_1 = \frac{D^{n-m} \cdot a^*(D)}{b^*(D)} = \frac{D^{n-m} + a_{m-1}D^{n-m+1} + \ldots + a_1 D^{n-1} + a_0 D^n}{I + b_{n-1}D + \ldots + b_1 D^{n-1} + b_0 D^n}. \quad (15)$$

De obicei, dacă $m < n$, se preferă utilizarea circuitelor cu funcţia de transfer T_2.

Evident, în cazul în care $m = n$, funcţiile de transfer T_1 şi T_2 sînt identice.

În cele ce urmează se prezintă problema sintezei circuitelor secvenţiale liniare realizabile cu funcţia de transfer T dată.

Deoarece există o corespondenţă biunivocă între un circuit liniar secvenţial şi graful asociat lui [1], sinteza unui circuit cu funcţia de transfer T dată se reduce la sinteza unui graf de transmitanţă T. Ca la majoritatea problemelor de sinteză, soluţia nu este unică.

Sinteza unui graf de transmitanţă dată se poate face utilizînd una dintre următoarele metode [3]:

1. identificarea căilor şi buclelor;
2. dezvoltarea în elemente simple;
3. dezvoltarea în fracţie continuă.

În cele ce urmează se prezintă particularităţile aplicării acestor metode cunoscute în cazul grafelor asociate circuitelor secvenţiale liniare şi se exemplifică fiecare metodă.

1. Metoda identificării căilor şi buclelor

Transmitanţa generală a grafului asociat unui circuit liniar secvenţial reprezintă raportul dintre secvenţa de ieşire şi cea de intrare. Expresia ei se obţine [1] din formula lui Mason [4] prin înlocuirea unităţilor cu operatori identitate şi a operaţiilor de scădere cu operaţii de adunare (operaţiile efectuîndu-se modulo doi, scăderea coincide cu adunarea):

$$T = \frac{Y}{Z} = \frac{[(C_1 + C_2 + \ldots + C_k)(I + L_1)(I + L_2)\ldots(I + L_r)]^*}{[(I + L_1)(I + L_2)\ldots(I + L_r)]^*}. \quad (16)$$

În cazul în care toate buclele grafului sînt adiacente între ele şi adiacente cu toate căile, expresia transmitanţei devine :

$$T = \frac{Y}{Z} - \frac{C_1 + C_2 + \ldots + C_k}{I + L_1 + L_2 + \ldots + L_r}. \qquad (17)$$

Pentru identificarea căilor şi buclelor, transmitanţa grafului de sintetizat, scrisă sub forma unui raport de polinoame în D, ca în relaţiile (14) sau (15), se compară cu relaţia (17).

Se observă cu uşurinţă că termenii numărătorului transmitanţei date reprezintă căile grafului, în timp ce termenii numitorului, mai puţin I, reprezintă buclele grafului, adiacente între ele şi adiacente cu toate căile.

Numărul ramurilor de transmitanţă D necesare trasării grafului, deci numărul celulelor binare necesare construirii circuitului, este $max\ (m, n)$ dacă transmitanţa dată este de forma (11), respectiv n dacă transmitanţa dată este de forma (15).

În figura 1 şi figura 2 (respectiv figura 3 şi figura 4) sînt date două grafe cu transmitanţa (11) în cazul $m > n$, respectiv $m < n$, obţinute prin trasarea căilor şi buclelor identificate, precum şi schemele circuitelor corespunzătoare,

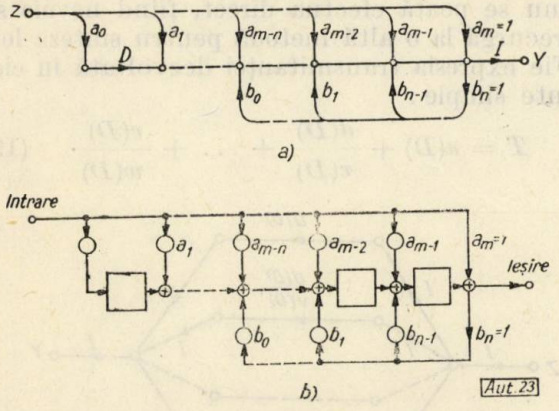


Fig. 1. Graf cu transmitanţa dată de relaţia (11) pentru cazul $m > n$ şi schema circuitului corespunzător.

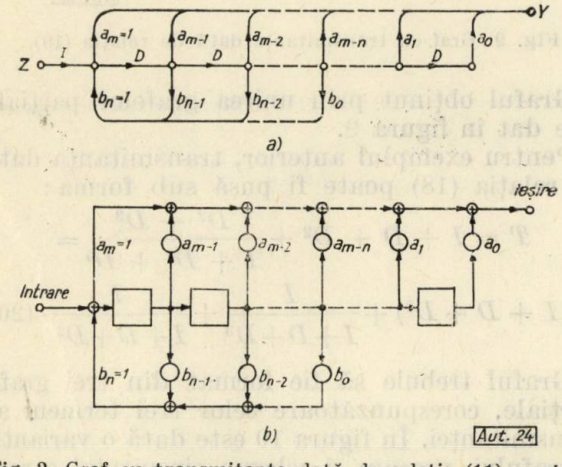


Fig. 2. Graf cu transmitanţa dată de relaţia (11) pentru cazul $m > n$ şi schema circuitului corespunzător.

realizate cu celule binare care efectuează întîrzierea cu un tact şi cu sumatoare modulo doi. Atît la aceste circuite, cît şi la cele ce urmează,

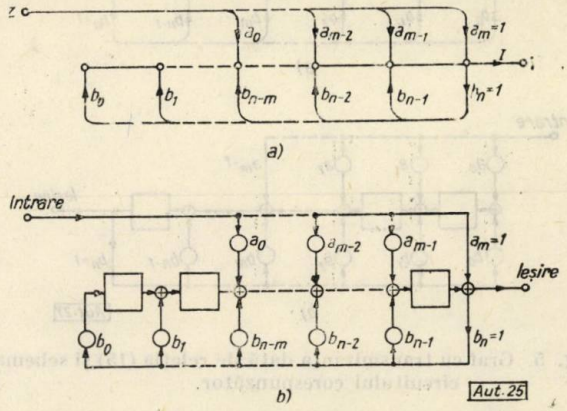


Fig. 3. Graf cu transmitanţa dată de relaţia (11) pentru cazul $m < n$ şi schema circuitului corespunzător.

starea iniţială a celulelor trebuie să fie zero, iar starea finală corespunde coeficienţilor restului, dacă sumatoarele modulo doi sînt situate între celulele binare, respectiv coeficienţilor restului modificat, dacă sumatoarele sînt grupate separat.

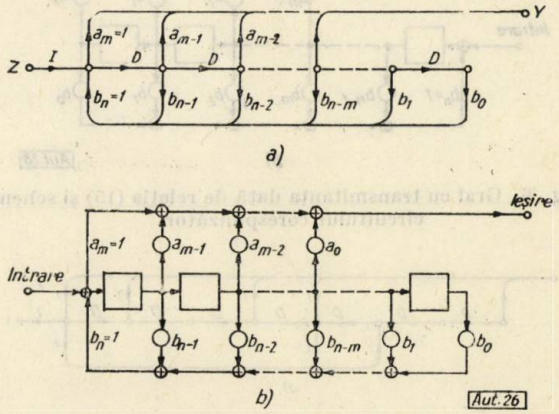


Fig. 4. Graf cu transmitanţa dată de relaţia (11) pentru cazul $m < n$ şi schema circuitului corespunzător.

În figura 5 şi figura 6 sînt date două grafe cu transmitanţa (15) şi schemele circuitelor corespunzătoare.

Aceste variante nu epuizează toate soluţiile posibile, ele sînt însă cele mai uzuale. Fie, de exemplu, funcţia de transfer :

$$T = \frac{I + D + D^3 + D^4 + D^7}{I + D^4 + D^5}. \qquad (18)$$

Graful cu această transmitanţă trebuie să conţină şapte ramuri de transmitanţă D, cinci căi de transmitanţe I, D, D^3, D^4, D^7 şi două bucle (adiacente între ele şi adiacente cu căile grafului) de transmitanţe D^4 şi D^5.

În figura 7 şi figura 8 sînt date două variante ale grafului, precum şi schemele circuitelor corespunzătoare.

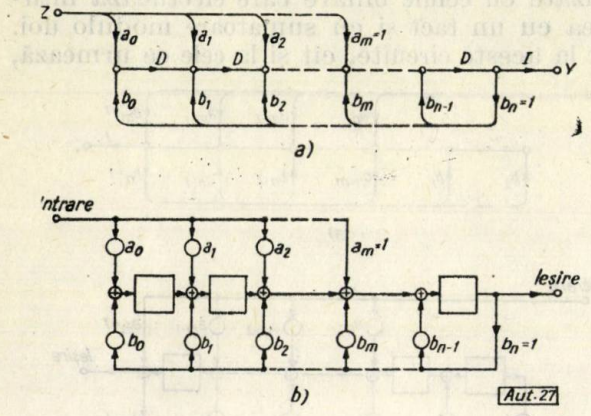


Fig. 5. Graf cu transmitanţa dată de relaţia (15) şi schema circuitului corespunzător.

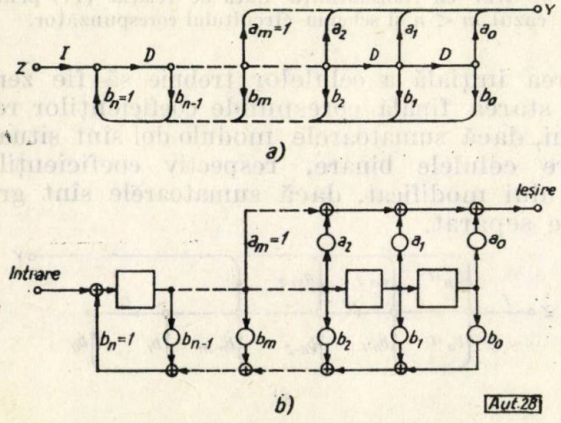


Fig. 6. Graf cu transmitanţa dată de relaţia (15) şi schema circuitului corespunzător.

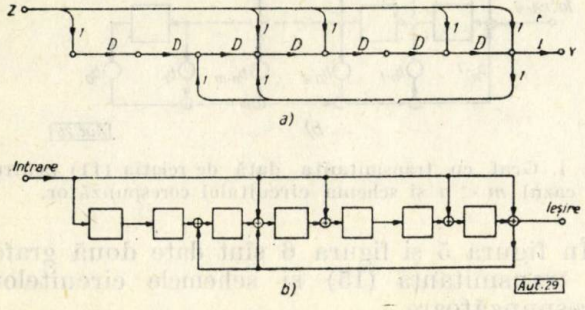


Fig. 7. Graf cu transmitanţa dată de relaţia (18) şi schema circuitului corespunzător.

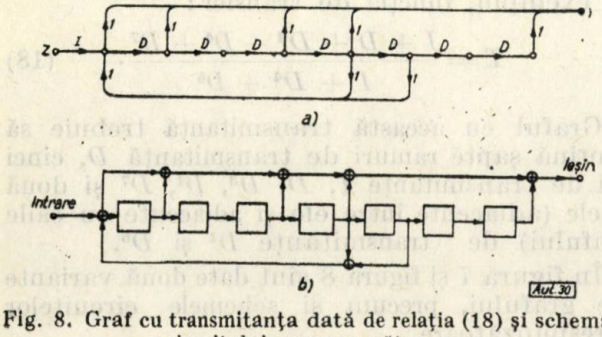


Fig. 8. Graf cu transmitanţa dată de relaţia (18) şi schema circuitului corespunzător.

Se observă că amîndouă circuitele conţin cîte şapte celule binare şi cîte şase sumatoare modulo doi cu două intrări (considerînd un sumator modulo doi cu trei intrări format din două sumatoare cu cîte două intrări), deci din punctul de vedere al realizării practice cele două variante sînt echivalente.

2. Metoda dezvoltării în elemente simple

Pentru dezvoltarea transmitanţei date în elemente simple se porneşte de la expresia ei pusă sub forma raportului a două polinoame în D. Dacă gradul numărătorului este cel puţin egal cu cel al numitorului, se efectuează operaţia de împărţire, după care raportul rest/împărţitor se dezvoltă în fracţii simple (evident, acest lucru este posibil numai dacă $b^{\star}(D)$ nu este un polinom ireductibil). În final, transmitanţa apare ca suma polinomului-cît şi a unor fracţii simple. Graful se obţine prin unirea grafelor parţiale corespunzătoare termenilor transmitanţei.

Dezavantajul acestei metode constă în faptul că fracţiile simple din expresia finală a transmitanţei pot fi destul de complicate, astfel încît sinteza grafelor parţiale corespunzătoare să nu se poată efectua direct, fiind nevoie să se recurgă la o altă metodă pentru sinteza lor.

Fie expresia transmitanţei dezvoltată în elemente simple:

$$T = u(D) + \frac{d(D)}{v(D)} + \ldots + \frac{e(D)}{w(D)}. \qquad (19)$$

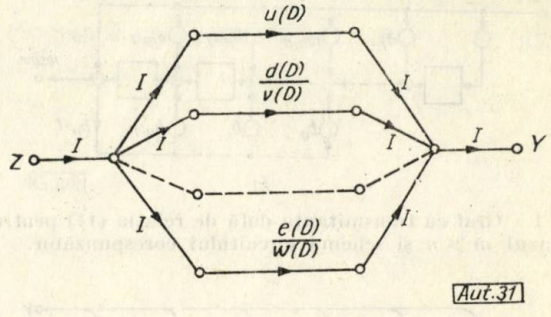


Fig. 9. Graf cu transmitanţa dată de relaţia (19).

Graful obţinut prin unirea grafelor parţiale este dat în figura 9.

Pentru exemplul anterior, transmitanţa dată de relaţia (18) poate fi pusă sub forma:

$$T = I + D + D^2 + \frac{D^2 + D^3}{I + D^4 + D^5} =$$

$$= (I + D + D^2) + \frac{I}{I+D+D^3} + \frac{I}{I+D+D^2} \cdot \qquad (20)$$

Graful trebuie să fie format din trei grafe parţiale, corespunzătoare celor trei termeni ai transmitanţei. În figura 10 este dată o variantă a grafului, precum şi schema circuitului corespunzător.

Circuitul conţine şapte celule binare şi opt sumatoare modulo doi cu două intrări, deci cu două sumatoare mai mult decît circuitele din figura 7 şi figura 8, care au aceeaşi funcţie de transfer.

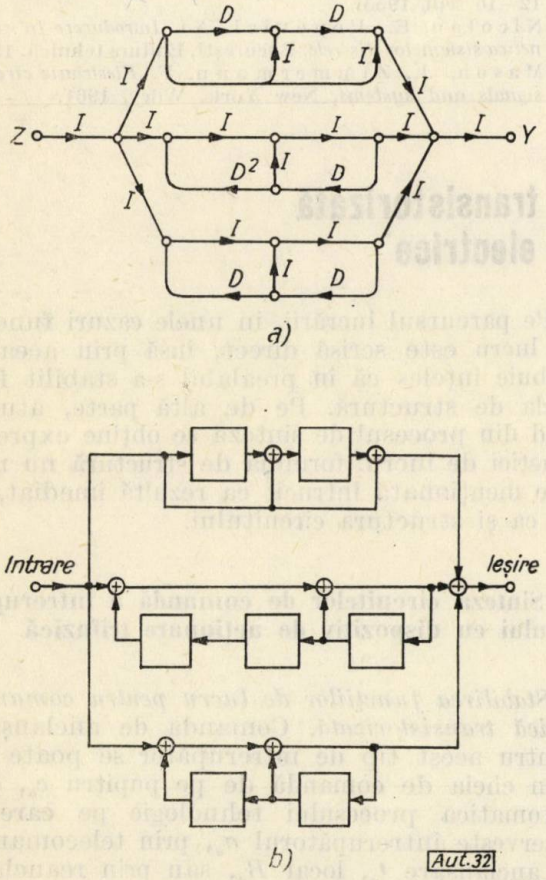


Fig. 10. Graf cu transmitanţa dată de relaţia (20) şi schema circuitului corespunzător.

3. Metoda dezvoltării în fracţie continuă

Pentru dezvoltarea transmitanţei date în fracţie continuă se porneşte de asemenea de la expresia ei ca raport a două polinoame în D. Dacă gradul numărătorului este cel puţin egal cu gradul numitorului, se efectuează operaţia de împărţire, după care raportul rest/împărţitor se dezvoltă în fracţie continuă. Această dezvoltare trebuie făcută astfel încît să fie comodă construirea grafului corespunzător. De exemplu, fracţia continuă poate fi de forma:

$$\frac{r(D)}{b^*(D)}=\cfrac{D^i}{I+\cfrac{D^j}{I+\cfrac{\cdots\cdots\cdots}{\cfrac{\cdots\cdots\cdots}{I+\cfrac{D^k}{I+s(D)}}}}}. \tag{21}$$

Pentru obţinerea unei asemenea dezvoltări, înaintea fiecărei împărţiri la deîmpărţit se dă factor comun termenul lui de cea mai mică putere (D^i, D^j etc.), iar drept cît se ia de fiecare dată I. Împărţirea se continuă pînă ce rezultă un rest cu un singur termen.

Graful cu această transmitanţă trebuie să conţină bucle de transmitanţe $s(D)$, $D^k \ldots D^j$ şi o cale de transmitanţă D^i. Fiecare două bucle succesive trebuie să fie adiacente între ele, iar bucla D^j trebuie să fie adiacentă cu calea D^i.

Pentru ilustrarea modalităţii de construire a grafului se consideră exemplul anterior. Raportul rest/împărţitor din relaţia (20) se dezvoltă în fracţie continuă:

$$\frac{D^2+D^3}{I+D^4+D^5}=\cfrac{D^2}{I+\cfrac{D}{I+\cfrac{D}{I+\cfrac{D^2}{I+\cfrac{D^3}{I+D^2}}}}}. \tag{22}$$

Transmitanţa din relaţia (18) devine:

$$T=I+D+D^2+\cfrac{D^2}{I+\cfrac{D}{I+\cfrac{D}{I+\cfrac{D^2}{I+\cfrac{D^3}{I+D^2}}}}}. \tag{23}$$

Graful cu această transmitanţă este format din două grafe parţiale. Graful parţial corespunzător fracţiei continue trebuie să conţină o cale de transmitanţă D^2 şi cinci bucle de transmitanţe D, D, D^2, D^3, D^2, care să îndeplinească condiţiile de adiacenţă amintite. Al doilea graf parţial trebuie să conţină trei căi de transmitanţe I, D şi D^2.

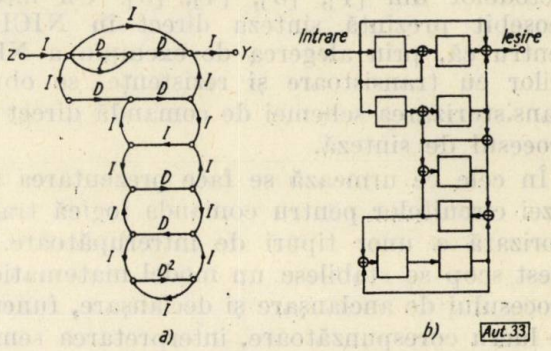


Fig. 11. Graf cu transmitanţa dată de relaţia (23) şi schema circuitului corespunzător.

În figura 11 este dată o variantă a acestui graf, precum şi schema circuitului corespunzător.

Circuitul conţine opt celule binare şi tot atîtea sumatoare modulo doi cu două intrări, deci cu o celulă binară şi cu două sumatoare mai mult decît circuitele din figura 7 şi figura 8.

Comparînd circuitele corespunzătoare grafelor de aceeaşi transmitanţă sintetizate prin metode diferite, se observă că circuitele care necesită numărul minim de elemente (celule binare şi sumatoare modulo doi) sînt corespunzătoare grafelor sintetizate prin metoda identificării căilor şi buclelor. De altfel, aceasta este şi cea mai comodă şi directă metodă de sinteză.

Ing. M. PORŢEANU

BIBLIOGRAFIE

[1] Kun, I. *Scheme utilizate la codarea şi decodarea codurilor ciclice.* În: Automatica şi Electronica, nr. 2, 1970 p. 88—92.
[2] Huffman, D. *The synthesis of linear sequential coding networks.* Simpozionul de „*Teoria informaţiei*", Londra, 12—16 sept 1955.
[3] Nicolau, E., Popovici, Al. *Introducere în cibernetica sistemelor discrete.* Bucureşti, Editura tehnică, 1966.
[4] Mason, J., Zimmermann, F. *Electronic circuits signals and systems.* New York, Wiley, 1961.

Sinteza circuitelor pentru comanda logică transistorizată a întrerupătoarelor din centrale şi staţii electrice*

Întrerupătorul este un echipament de bază în orice instalaţie pentru producerea, transportul şi distribuţia energiei electrice, avînd funcţia de a stabili sau întrerupe un circuit electric, după cum dispozitivul lui de acţionare primeşte comanda de anclanşare, respectiv de declanşare. Particularităţile schemelor de comandă sînt determinate de tipul întrerupătorului, de dispozitivul lui de acţionare şi de destinaţia pe care o are în schema primară. O reprezentare logică a funcţionării poate fi făcută dacă se scrie formula de structură, după care, considerînd funcţia generată de aceasta, se obţine funcţia de lucru, funcţie care indică conductibilitatea schemei în funcţie de starea elementelor acesteia [1]. Într-o lucrare anterioară [2] s-a prezentat modul de stabilire a formulei de structură şi a funcţiei de lucru pentru circuitele de anclanşare şi declanşare ale întrerupătorului din schema de comandă cu contacte mecanice şi relee electromagnetice.

Cînd cunoaştem programul de funcţionare pe care trebuie să-l realizeze schema de comandă, atunci sinteza acesteia poate fi făcută conform metodelor din [1], [3], [4], [5]. Un interes deosebit prezintă sinteza direct în NICI-uri pentru că, prin alegerea de exemplu a NICI-urilor cu transistoare şi rezistenţe, se obţine transistorizarea schemei de comandă direct din procesul de sinteză.

În cele ce urmează se face prezentarea sintezei circuitelor pentru comanda logică transistorizată a unor tipuri de întrerupătoare. În acest scop se stabilesc un model matematic al procesului de anclanşare şi declanşare, funcţiile de lucru corespunzătoare, interpretarea semnalelor şi stabilirea variabilelor binare. Totodată se indică şi modul de mărire a siguranţei în funcţionare pentru circuitele de anclanşare şi declanşare, prin utilizarea unor structuri redondante.

* Lucrare prezentată la a doua conferinţă a electricienilor din R.S.R., Bucureşti, 23—26 septembrie 1969.

Pe parcursul lucrării, în unele cazuri funcţia de lucru este scrisă direct, însă prin aceasta trebuie înţeles că în prealabil s-a stabilit formula de structură. Pe de altă parte, atunci cînd din procesul de sinteză se obţine expresia funcţiei de lucru, formula de structură nu mai este menţionată întrucît ea rezultă imediat, la fel ca şi structura circuitului.

1. Sinteza circuitelor de comandă a întrerupătorului cu dispozitiv de acţionare trifazică

Stabilirea funcţiilor de lucru pentru comanda logică transistorizată. Comanda de anclanşare pentru acest tip de întrerupător se poate da prin cheia de comandă de pe pupitru c_a, din automatica procesului tehnologic pe care îl deserveşte întrerupătorul a_a, prin telecomanda de anclanşare t_a, local B_a, sau prin reanclanşarea automată rapidă r, funcţia de lucru corespunzătoare fiind:

$$c_A = c_a \cup a_a \cup t_a \cup B_a \cup r, \tag{1}$$

unde prin c_A s-a notat variabila binară asociată comenzii de anclanşare.

În ceea ce priveşte comanda de declanşare, aceasta poate proveni de la cheia de comandă de pe pupitru c_d, din automatica procesului tehnologic d_a, din telecomanda de declanşare t_d sau local B_d, iar funcţia de lucru care o reprezintă este:

$$c_D = c_d \cup d_a \cup t_d \cup B_d. \tag{2}$$

Atît anclanşarea cît şi declanşarea nu pot avea loc decît dacă sînt îndeplinite anumite condiţii, care diferă de la caz la caz în funcţie de tipul întrerupătorului, tipul celulei în care acesta este montat, tipul sistemului de bare colectoare etc. Aceste condiţii pot fi reprezentate prin funcţiile de lucru f_1 şi f_2:

$$b_a = f_1 (a_1, \ldots, a_n), \tag{3}$$

$$b_d = f_2 (a_1, \ldots, a_n), \tag{4}$$

în expresiile cărora intră variabilele binare $a_1, \ldots, a_n$ asociate diferitelor semnale de blocare. Variabilele binare b_a şi b_d asociate blocajului la anclanşare, respectiv la declanşare, au fie valoarea 1, fie 0, după cum sînt îndeplinite condiţiile pentru deblocare sau blocare. Funcţiile de lucru ale circuitelor de blocare pentru diferite tipuri de celule au fost stabilite în lucrarea [6].

Ţinînd seamă de blocajul la declanşare, funcţia de lucru a comenzii de declanşare devine:

$$f_D = b_d c_D = \overline{\bar{b}_d \cup \overline{c_d \cup d_a \cup t_d \cup B_a}}. \quad (5)$$

Declanşarea prin protecţie trebuie să aibă prioritate asupra oricărei alte comenzi, chiar dacă condiţiile de blocare nu sînt îndeplinite, astfel încît comanda rezultantă de declanşare se scrie sub forma următoarei funcţii de lucru:

$$c_{RD} = p \cup f_D = p \cup \overline{\bar{b}_d \cup \overline{c_d \cup d_a \cup t_d \cup B_a}}. \quad (6)$$

Blocarea la sărituri se realizează simultan cu prioritatea comenzii rezultante de declanşare faţă de comanda de anclanşare dacă succesiunile în timp ale lui c_{RD} şi c_A sînt cele din tabela primitivă a trecerilor din figura 1. Varianta cu numărul cel mai redus de elemente corespunde la tabela redusă din figura 2, matricele de excitaţie şi ieşire din figura 3, respectiv 4, cu funcţia de lucru:

$$f_{c_A} = \overline{\bar{c}_A \cup c_{RD} \cup y}, \quad (7)$$

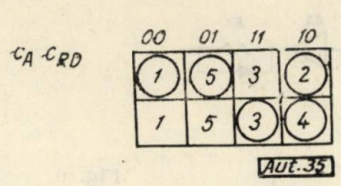


Fig. 2

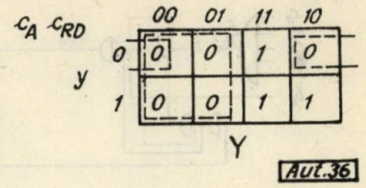


Fig. 3

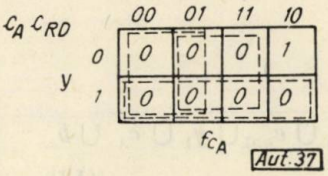


Fig. 4

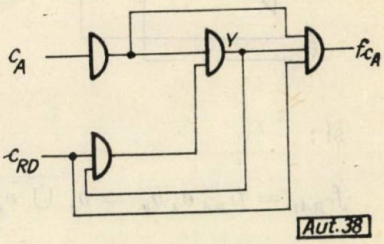


Fig. 5

unde:

$$Y = \overline{\bar{c}_A \cup \overline{c_{RD} \cup y}}, \quad (8)$$

iar circuitul obţinut este prezentat în figura 5.

Comanda de anclanşare rezultantă se obţine considerînd şi blocajul la anclanşare b_a, astfel încît funcţia de lucru finală este:

$$f_{c_{RA}} = b_a f_{c_A} = \overline{\bar{b}_a \cup \overline{\bar{c}_A \cup c_{RD} \cup y}}, \quad (9)$$

în care Y are aceeaşi expresie (8).

Înlocuind pe c_A şi c_{RD} din (9) şi (8) cu expresiile (1), respectiv (6), se obţine în final:

$$f_{c_{RA}} = \overline{\bar{b}_a \cup \overline{c_a \cup a_a \cup t_a \cup B_a \cup r} \cup p \cup \overline{\bar{b}_a \cup \overline{c_d \cup d_a \cup t_d \cup B_a} \cup y}}, \quad (10)$$

unde Y este:

$$Y = \overline{\overline{c_a \cup a_a \cup t_a \cup B_a \cup r} \cup p \cup \overline{\bar{b}_d \cup \overline{c_d \cup d_a \cup t_d \cup B_a} \cup y}} \quad (11)$$

$c_A\,c_{RD}$	00	01	11	10	f_{c_A}
	①	6		2	0
	1	-	3	②	1
	-	5	③	4	0
	1			④	0
	1	⑤			0
	1	⑥	7	8	0
	-	9	⑦		0
	1			⑧	0
	1	⑨			0

Aut.34

Fig. 1

Circuitele complete de anclanşare şi declanşare sînt prezentate în figura 6, în care AA şi AD sînt amplificatoarele logice ale comenzilor de anclanşare, respectiv de declanşare, putînd realiza şi funcţia SAU. Ca elemente de execuţie servesc releele RA şi RD, fiecare dintre ele avînd montat în derivaţie cîte o diodă polarizată invers, pentru protecţia transistoarelor.

O anumită mărire a siguranţei de funcţionare se poate obţine verificînd încă o dată existenţa condiţiilor pentru ca comanda de anclanşare, respectiv de declanşare, să poată avea loc, adică coincidenţa lui f_D, c_D şi b_d pe de o parte şi $f_{c_{RA}}$, c_A şi b_a pe de altă parte, ceea ce se traduce prin funcţiile de lucru:

$$c_{RD_1} = p \cup f_D c_D b_d = p \cup \overline{\bar{b}_d \cup \overline{\bar{c}_D \cup \overline{\bar{c}_D \cup \bar{b}_d}}} \quad (12)$$

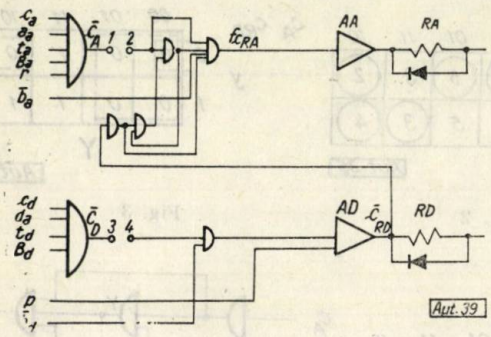


Fig. 6

şi :

$$f_{c_{RA_1}} = f_{c_{RA}} c_A b_a = \overline{\overline{b_a} \cup \overline{c_A} \cup c_{RD1} \cup y_1 \cup \overline{c_A} \cup \overline{b_a}} \tag{13}$$

cu :

$$Y_1 = \overline{\overline{c_A} \cup \overline{c_{RD1} \cup y_1}}. \tag{14}$$

Se observă că unii termeni, ca de exemplu b_a şi c_A în (13) şi b_d, c_D în (12) sînt conţinuţi de două ori. Am fi tentaţi să facem imediat o simplificare, dar atunci am ajunge la expresiile (6) şi (7) de unde s-a plecat. Rostul acestei dublări este tocmai de a asigura o mărire a siguranţei de funcţionare din punctul de vedere al schemei logice. Siguranţa de funcţionare a elementelor schemei constituie o altă problemă şi aceasta nu este prezentată aici.

Dacă se înlocuiesc c_D şi c_A cu expresiile lor din (2), respectiv (1), funcţiile de lucru de mai sus conţin toate variabilele care intervin, după cum urmează :

Uneori este convenabil ca reprezentarea schemelor obţinute din procesul de sinteză direct în elemente ce realizează anumite funcţii de lucru să fie făcută prin grafe de fluenţă numite

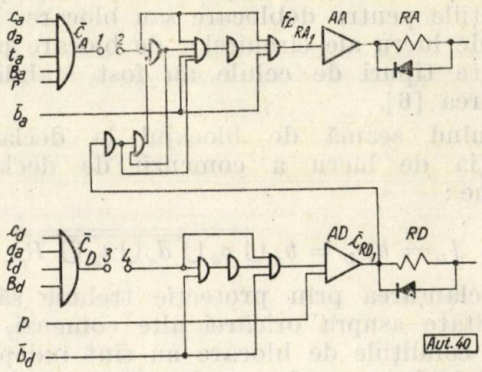


Fig. 7

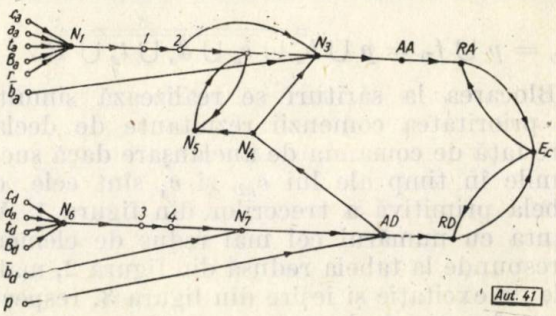


Fig. 8

şi grafe orientate [7], [8]. Reprezentările schemelor din figurile 6 şi 7 vor fi în acest caz cele din figurile 8, respectiv 9. Comparînd cele două moduri de reprezentare se constată că

$$c_{RD_1} = p \cup \overline{\overline{b_a} \cup \overline{c_a} \cup \overline{d_a} \cup \overline{t_a} \cup \overline{B_a} \cup \overline{c_a} \cup \overline{d_a} \cup \overline{t_a} \cup \overline{B_a} \cup \overline{b_a}} \tag{15}$$

şi :

$$f_{c_{RA_1}} = \overline{\overline{b_a} \cup \overline{c_a} \cup a_a \cup t_a \cup B_a \cup r \cup p \cup \overline{\overline{b_a} \cup \overline{c_a} \cup \overline{d_a} \cup t_a \cup B_a \cup \overline{c_a} \cup \overline{d_a} \cup t_a \cup B_a \cup \overline{b_a}} \cup y_1 \cup \overline{c_a \cup a_a \cup t_a \cup B_a \cup r} \cup \overline{b_a}}, \tag{16}$$

iar :

$$Y = \overline{c_a \cup a_a \cup t_a \cup B_a \cup r \cup p \cup \overline{b_a \cup c_a \cup d_a \cup t_a \cup B_a \cup c_a \cup d_a \cup t_a \cup B_a \cup b_a} \cup y_1}. \tag{17}$$

În figura 7 sînt prezentate structurile circuitelor ale căror funcţii de lucru sînt date de expresiile de mai sus. Se constată că atît circuitul de anclanşare cît şi cel de declanşare conţin cu două NICI-uri mai mult decît circuitele similare din figura 6. Aceasta se datoreşte termenilor suplimentari conţinuţi de formulele de structură corespunzătoare funcţiilor de lucru (15), (16), (17) faţă de (6), (10), (11) şi care au rezultat tocmai din impunerea condiţiei de coincidenţă pentru f_D, c_D şi b_d în circuitul de declanşare şi $f_{c_{RA}}$, c_A în cel de anclanşare.

prin grafele de fluenţă se obţine o reprezentare mai rapidă şi în acelaşi timp mult simplificată, simbolul elementelor logice înlocuindu-se printr-un punct. Pentru a arăta totuşi că punctul respectiv reprezintă un element logic s-au introdus notaţiile : N — element NICI, AA — amplificator pentru anclanşare, AD — amplificator pentru declanşare, RA — releu de anclanşare, RD — releu de declanşare. Cu E_c s-a notat unul dintre polii sursei de alimentare. Alte mari avantaje ale reprezentării prin grafe de fluenţă constau în posibilitatea de a urmări

mult mai uşor fluenţa semnalelor şi deci funcţionarea întregii scheme, cum şi observarea imediată a legăturilor care introduc structuri redondante.

Temporizarea comenzilor. Pentru unele tipuri de întrerupătoare, cum sînt cele cu dispozitiv de acţionare pneumatică, comenzile de anclanşare şi declanşare trebuie să dureze un timp mai îndelungat. Schemele prezentate în figurile 6 şi 7 îndeplinesc această cerinţă dacă între terminalele *1—2* ale circuitului de anclanşare şi *3—4* ale celui de declanşare se conectează

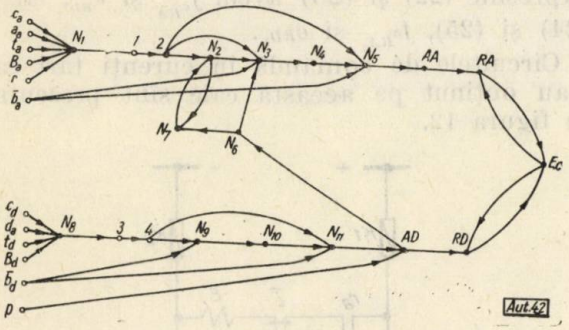


Fig. 9

separat cîte un circuit de temporizare. În figura 10 este prezentat un circuit care prelungeşte comanda pe durata unui timp reglabil în funcţie de necesităţi. Structura acestuia este rezultatul unei sinteze în care s-a ţinut seamă de elimi-

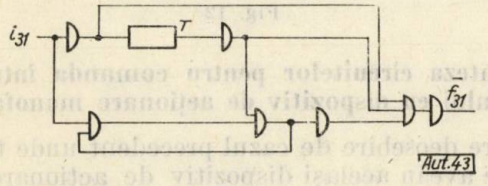


Fig. 10

narea hazardului produs de elementul TIMP în circuitele de comutaţie cu transistoare [9], funcţia de lucru fiind :

$$f_{31} = \overline{i_{31} \cup \bar{T} \cup y_{T_1}} \qquad (18)$$

cu :

$$Y_{T_1} = \overline{i_{31} \cup y_{T_1} \cup \bar{T}}. \qquad (19)$$

S-a notat prin i_{31} intrarea circuitului şi variabila asociată acesteia, iar cu T — variabila asociată elementului TIMP.

Dacă c_a, a_a, t_a, B_a, r sau c_d, d_a, t_a, B_a sînt semnale de scurtă durată, atunci putem fi siguri că este posibilă repetarea acţiunii atît la întrerupătoarele la care nu este nevoie de comandă prelungită cît şi la cele care necesită aceasta, cum s-a arătat mai sus în cazul întrerupătoarelor cu dispozitiv de acţionare pneumatică. Aceasta înseamnă că dacă se dă, de exemplu, o comandă de anclanşare prin cheie semnalul corespunzător durează un timp scurt, astfel încît după dispariţia lui poate să apară un alt semnal de comandă (prin reanclanşare automată, telecomandă etc.), tot de scurtă durată, deci se poate asigura o repetare a funcţionării.

În cazul cînd semnalul din cheie, de exemplu, ar fi de lungă durată, fie datorită unui defect al contactelor, fie din alte cauze, o comandă prin reanclanşare sau telecomandă nu face decît să se suprapună peste un semnal existent. Discuţia este valabilă şi pentru o comandă de altă provenienţă decît cea din cheie, cum şi în cazul declanşării. În asemenea cazuri nu este posibilă repetarea acţiunii întrucît nu se poate asigura acţiunea distinctă a semnalelor, datorită suprapunerii lor. Un circuit special a fost conceput [10] pentru a putea fi eliminate aceste neajunsuri. Funcţia de lucru a acestuia, ţinînd seamă şi de eliminarea hazardului produs de elementul TIMP, are următoarea expresie :

$$f_{32} = \overline{\overline{(i_1 \cup i_2 \cup i_3 \cup i_4 \cup i_5) \cup \bar{T}} \cup y_{T_2}}, \qquad (20)$$

unde :

$$Y_{T_2} = \overline{\overline{i_1 \cup i_2 \cup i_3 \cup i_4 \cup i_5 \cup y_{T_2}} \cup T}, \qquad (21)$$

prin $i_1 \ldots i_5$ notîndu-se variabilele asociate intrărilor.

Modul în care se conectează acest circuit în schemele din figurile 6 şi 7 este arătat în figura 11. Sînt necesare cîte două circuite de acest fel cîte unul pentru circuitul de anclanşare şi un altul pentru cel de declanşare. Nu este greu de observat că prin folosirea circuitului descris sînt înlocuite NICI-urile cu care se realizează funcţiile de lucru c_A şi c_D.

Se pot observa cu uşurinţă avantajele deosebite ale acestui circuit de temporizare. Într-adevăr, la întrerupătoarele care au timpi de acţionare mici, temporizarea comenzilor poate fi reglată

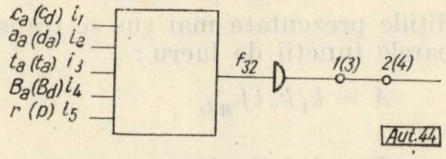


Fig. 11

la o valoare mică, existînd posibilitatea de repetare a acţiunii întrucît fiecare semnal $i_1 \ldots i_5$ adică c_a, a_a, t_a, B_a, r în circuitul de anclanşare şi c_a, d_a, t_a, B_a în cel de declanşare, are o durată limitată, după care, la apariţia unui alt semnal, acesta poate acţiona independent.

La întrerupătoarele care necesită timpi de acţionare mai mari, temporizarea se reglează la o valoare mai mare. Şi aici există posibilitatea de repetare a acţiunii. Circuitul de temporizare analizat poate fi folosit deci pentru toate întrerupătoarele, indiferent de timpii acestora de acţionare, fiind posibil ca, concomitent cu reglarea după dorinţă a temporizării

comenzilor, să fie asigurată şi repetarea acţiunii şi eliminarea hazardului produs de elementul TIMP.

Execuţia în curenţi tari. Funcţiile de lucru finale ale bobinelor de anclanşare şi declanşare. Ca elemente de execuţie s-au ales relee electromagnetice pentru că în acest fel se asigură realizarea unei separări electrice complete între partea de curenţi slabi şi cea de curenţi tari. Este de la sine înţeles că excitarea releelor de anclanşare *RA* şi declanşare *RD* se face de la amplificatoarele cu funcţionare logică *AA*, respectiv *AD*, iar contactele lor trebuie să acţioneze în scheme de curenţi tari. Întrucît bobinele de anclanşare *A* şi declanşare *D* nu sînt dimensionate pentru a suporta un curent de durată, iar pe de altă parte întreruperea curentului prin contactele releelor este de natură să cauzeze deteriorarea rapidă a acestora sau necesită montarea unor relee cu contacte speciale, scumpe şi voluminoase, s-a adoptat soluţia înserierii în circuitele acestor bobine a unor contacte ale bloccontactelor de poziţie. Astfel, în circuitul bobinei de anclanşare se înseriază contactul normal închis $\bar{i}$, iar în cel al bobinei de declanşare, contactul normal deschis i, prin comutatea cărora, la sfîrşitul cursei de anclanşare, respectiv de declanşare, are loc întreruperea curentului prin bobine.

La stabilirea funcţiilor de lucru finale şi deci şi a structurii finale a circuitelor de comandă trebuie să se ţină seamă că execuţia în curenţi tari nu este posibilă decît dacă există tensiune de comandă. Convenim să considerăm acest fapt prin aceea că siguranţele k_1 şi k_2 sînt montate, caz în care variabilele binare asociate lor au valoarea 1. Pe de altă parte, trebuie prevăzută acţiunea independentă a declanşării prin protecţie, chiar dacă schema cu circuite transistorizate nu funcţionează.

Condiţiile prezentate mai sus se transpun în următoarele funcţii de lucru :

$$A = k_1 k_2 \bar{i} f_{c_{RA_1}} \tag{22}$$

şi :

$$D = k_1 k_2 i\,(p \cup c_{RD}) \tag{23}$$

sau :

$$A = k_1 k_2 \bar{i} f_{c_{RA_1}} \tag{24}$$

şi :

$$D = k_1 k_2 i\,(p \cup c_{RD_1}), \tag{25}$$

după cum circuitele pentru comanda logică transistorizată sînt cele din figurile 6 sau 7. Prin A şi D s-au notat variabilele binare asociate bobinelor de anclanşare, respectiv declanşare, care au valoarea 1 cînd funcţia de lucru (22), respectiv (23), are valoarea 1. În aceste cazuri, bobinele sînt puse sub tensiune şi dispozitivul de acţionare execută comanda de anclanşare sau declanşare.

Întrucît :

$$r_a = f_{c_{RA}} \tag{26}$$

şi :

$$r_a = c_{RD} \tag{27}$$

sau :

$$r_a = f_{c_{RA_1}} \tag{28}$$

şi :

$$r_a = c_{RD_1}, \tag{29}$$

după cum se foloseşte schema din figurile 6 sau 7, este pe deplin justificat faptul că în expresiile (22) şi (23) avem $f_{c_{RA}}$ şi c_{RD}, iar în (24) şi (25), $f_{c_{RA_1}}$ şi c_{RD_1}.

Circuitele de comandă în curenţi tari care s-au obţinut pe această cale sînt prezentate în figura 12.

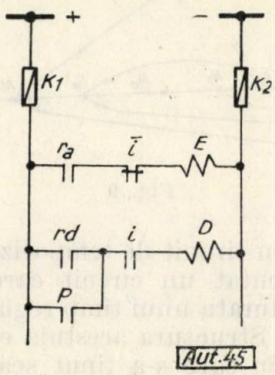


Fig. 12

2. Sinteza circuitelor pentru comanda întreruptorului cu dispozitiv de acţionare monofazică

Spre deosebire de cazul precedent unde toate fazele aveau acelaşi dispozitiv de acţionare, în cazul de faţă fiecare fază are cîte un dispozitiv individual de acţionare, ceea ce necesită circuite distincte în curenţi tari. Pe de altă parte, pentru a asigura o acţionare sigură şi simultană a celor trei faze, comanda primită de o fază trebuie să fie transmisă şi la celelalte faze.

Întrucît acestea sînt singurele deosebiri faţă de cazul anterior, funcţiile de lucru pentru comanda logică transistorizată, circuitele de anclanşare şi declanşare corespunzătoare, inclusiv temporizarea comenzilor, se păstrează neschimbate. Singurele deosebiri apar în expresiile funcţiilor de lucru ale bobinelor de anclanşare A_R, A_S, A_T şi de declanşare D_R, D_S, D_T, care devin :

$$A_R = A_S = A_T = k_1 k_2 (\bar{i}_R \cup \bar{i}_S \cup \bar{i}_T) f_{c_{RA}} \tag{30}$$

şi :

$$D_R = D_S = D_T = k_1 k_2 (i_R \cup i_S \cup i_T)(p \cup c_{RD}) \tag{31}$$

sau :

$$A_R = A_S = A_T = k_1 k_2 (\bar{i}_R \cup \bar{i}_S \cup \bar{i}_T) f_{c_{RA_1}} \tag{32}$$

şi :

$$D_R = D_S = D_T = k_1 k_2 (i_R \cup i_S \cup i_T)(p \cup c_{RD_1}), \tag{33}$$

după cum comanda logică transistorizată se face cu circuitele din figurile 6, respectiv 7.

Notaţiile A_R, A_S, A_T şi D_R, D_S, D_T se referă la variabilele asociate bobinelor de anclanşare, respectiv de declanşare, corespunzătoare fazelor R, S, T ale întrerupătorului. Circuitele de comandă obţinute sînt prezentate în figura 13.

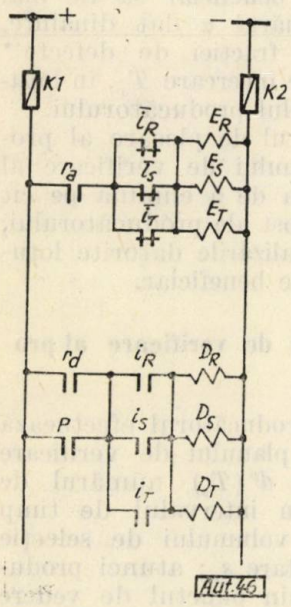


Fig. 13

Sinteza circuitelor pentru alte tipuri de întrerupătoare este prezentată în [10].

3. Concluzii

Schemele de comandă ale întrerupătoarelor din centrale şi staţii electrice funcţionînd cu semnale de tipul „tot" sau „nimic" se pretează a fi realizate cu orice fel de circuite logice şi, în particular, cu circuite logice transistorizate. Se prezintă modul de stabilire a funcţiilor de lucru pentru comanda logică transistorizată, realizarea temporizărilor necesare, ţinînd seamă de eliminarea hazardului produs de elementul TIMP în circuitele de comutaţie cu transistoare şi execuţia în curenţi tari, atît pentru întrerupătoarele cu dispozitiv de acţionare trifazică, cît şi la cele cu dispozitiv de acţionare monofazică.

Procesul de sinteză descris în lucrare are drept rezultat obţinerea circuitelor de anclanşare şi declanşare direct în NICI-uri cu transistoare şi rezistenţe, elemente cu care s-au realizat şi experimentat cu succes schemele de comandă în cîteva staţii de înaltă tensiune.

BIBLIOGRAFIE

[1] Moisil, Gr. *Teoria algebrică a schemelor cu contacte şi relee.* Bucureşti, Editura tehnică, 1965.

[2] Porţeanu M. *Determinarea posibilităţilor de funcţionare a circuitelor de comutaţie cu ajutorul funcţiilor şi matricelor booleene.* În: Energetica **15**, nr. 3, 1967, p. 120—130.

[3] Caldwell, S. H. *Switching circuits and logical design.* New York, J. Wiley, 1958.

[4] Moisil, Gr. *Théorie structurelle des automates finis.* Paris, Gauthier-Villars, 1967.

[5] Moisil, Gr. *Algebraic theory of switching circuits.* Londra, Pergamon Bress, 1968.

[6] Porţeanu, M. *Blocajul electric cu circuite logice transistorizate pentru acţionarea întrerupătoarelor şi separatoarelor din centrale şi staţii electrice.* În: Energetica **17**, nr. 4, 1970, p. 166—169.

[7] Savant, C. I. *Calculul sistemelor automate.* Bucureşti, Editura tehnică, 1967.

[8] Reus, N. *O nouă metodă grafo-simbolică de analiză şi sinteză a sistemelor discrete de acţionare electrică.* Teză de doctorat, Institutul politehnic Iaşi, 1968.

[9] Porţeanu, M. *Les aléas produits par l'élément de retard dans les circuits de commutation à transistors.* Simpozionul IFAC „Necontinuităţi şi nesimultaneităţi în circuitele de comutaţie", oct 1968.

[10] Porţeanu, M. *La commande logique transistorisée des interrupteurs dans les centrales et stations électriques.* Colocviul internaţional „Sisteme logice-concepţie şi aplicaţii", partea a II-a, p. 1 299—1 326. Bruxelles, Edition de l'Association internationale pour le calcul analogique, 1969.

Matematician D.N. DOBRESCU

Plan de verificare al acceptării loturilor de produse din punctul de vedere al siguranţei în funcţionare. Aplicaţie la condensatoare styroflex

În lucrare se rezolvă o problemă de control statistic din punctul de vedere al siguranţei în funcţionare, avîndu-se în vedere specificul componentelor electronice şi analizîndu-se în special aspectul producător-beneficiar de acceptare a planurilor de verificare.

Scopul lucrării este de a indica o metodă de creştere a siguranţei în funcţionare a unui produs. Pentru atingerea acestui scop există în general două posibilităţi:

— îmbunătăţirea tehnologiilor de fabricaţie în vederea menţinerii în timp a calităţii produsului;

— sortarea loturilor de produse în vederea eliminării acelora cu caracteristici de siguranţă în funcţionare mai slabe.

În lucrare se va da un răspuns celei de-a doua posibilităţi.

Prin plan de verificare se înţelege vectorul (n, T, λ_{acc}, s), unde:

n este volumul de selecţie efectuat de producător (beneficiar);

T — timpul de încercare a volumului de selecţie n;

λ_{acc} — intensitatea defecţiunilor, în condiţii nominale, acceptate de către producător (beneficiar);

s condiţiile specifice de încercare (solicitare electrică şi termică) a volumului de selecţie n de către producător (beneficiar).

1. Enunţarea problemei

Producătorul livrează produsele sale în loturi de produse, iar cerinţele în privinţa siguranţei în funcţionare se referă la întreg lotul şi nu la siguranţa în funcţionare a produselor individuale din lot. Aceste cerinţe sînt formulate în mod constant cu ajutorul planurilor de verificare stabilite prin consimţămîntul reciproc dintre producător şi beneficiar.

Pe baza acestui principiu, un lot se consideră neacceptat dacă este respins de către controlul beneficiarului în conformitate cu planul de verificare acceptat.

Cu scopul de a cerceta calitatea loturilor din punctul de vedere al siguranţei în funcţionare, producătorul efectuează controlul acestora cu ajutorul planurilor de verificare; adică producătorul execută o selecţie aleatorie de volum n_p, pe care o supune unei încercări de durată T_p în condiţiile de încercare specifice s_p. Dacă intensitatea defecţiunilor, în condiţii nominale, ale lotului de încercare este mai mică decît o valoare λ^p_{acc}, atunci întreg lotul se livrează, în caz contrar este respins (fig. 1).

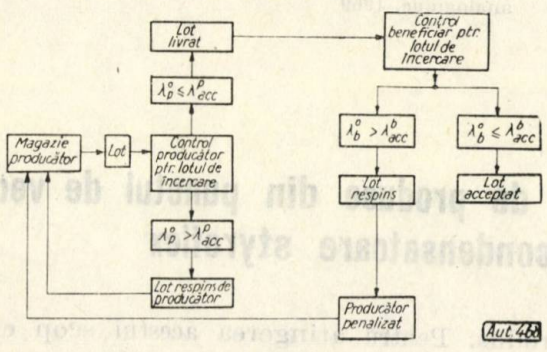


Fig. 1

Cum alege producătorul planul său de verificare astfel ca să nu intre în contradicţie cu beneficiarul?

Pentru a da răspuns la această întrebare este necesar să se dea o soluţie problemei de mai jos, pe care o vom numi problema determinării planului de verificare al producătorului.

Fie un număr real α $(0 < \alpha < 1)$ şi fie dat planul de verificare al beneficiarului, adică fie cunoscuţi n_b, T_b, λ^b_{acc}, s_b. Să se determine planul de verificare al producătorului, adică numerele n_p, T_p, λ^p_{acc}, s_p, astfel ca probabilitatea ca un lot acceptat de către producător să fie respins de către beneficiar să fie mai mică sau egală cu numărul α dat dinainte, oricare ar fi repartiţia fracţiei de defecte * la sfîrşitul intervalului de încercare T_p, în loturile care ajung la controlul producătorului.

Este evident că punctul de plecare al problemei determinării planului de verificare al producătorului este ideea de a elimina pe cît posibil cheltuielile fără rost ale producătorului, care îşi au sursa în penalizările datorite loturilor neacceptate de către beneficiar.

2. Determinarea planului de verificare al producătorului

Să se presupună că producătorul efectuează un control cu ajutorul planului de verificare $(n_p, T_p, \lambda^p_{acc}, s_p)$ şi fie $d^p(T_p)$ numărul de defecţiuni înregistrate în intervalul de timp T_p, în urma încercării volumului de selecţie n_p în condiţiile de solicitare s_p; atunci producătorul acceptă lotul din punctul de vedere al siguranţei în funcţionare dacă (fig. 1):

$$\frac{d^p(T_p)}{[n_p - d^p(T_p)]\,T_p} \leqslant K^p_0\,\lambda^p_{acc}, \qquad (1)$$

unde K^p_0 este coeficientul de trecere de la condiţiile nominale la condiţiile de încercare s_p (fig. 2 — pentru condensatoare styroflex [6]).

Din relaţia (1) rezultă că producătorul acceptă lotul din punctul de vedere al siguranţei în funcţionare dacă:

$$d^p(T_p) \leqslant \frac{K^p_0\,\lambda^p_{acc}\,n_p\,T_p}{1 + K^p_0\,\lambda^p_{acc}\,T_p} = c_p. \qquad (2)$$

În mod asemănător, dacă se notează cu $d^b(T_b)$ numărul de defecţiuni înregistrate de beneficiar în intervalul de timp T_b în urma încercării volumului de selecţie n_b în condiţiile de solicitare s_b, atunci beneficiarul acceptă lotul livrat din punctul de vedere al siguranţei în funcţionare dacă:

$$d^b(T_b) \leqslant \frac{K^b_0\,\lambda^b_{acc}\,n_b\,T_b}{1 + K^b_0\,\lambda^b_{acc}\,T_b} = c_b. \qquad (3)$$

În baza relaţiilor (2), (3), problema determinării planului de verificare al producătorului poate fi reformulată astfel: fie un număr real α $(0 < \alpha < 1)$ şi fie dat sistemul de control al beneficiarului, adică fie cunoscute numerele

* Prin fracţie de defecte se înţelege raportul între numărul de produse cu defecte şi numărul total de produse ale lotului.

n_b, c_b; să se determine sistemul de control al producătorului, adică numerele n_p, c_p, astfel ca probabilitatea ca un lot acceptat * de către

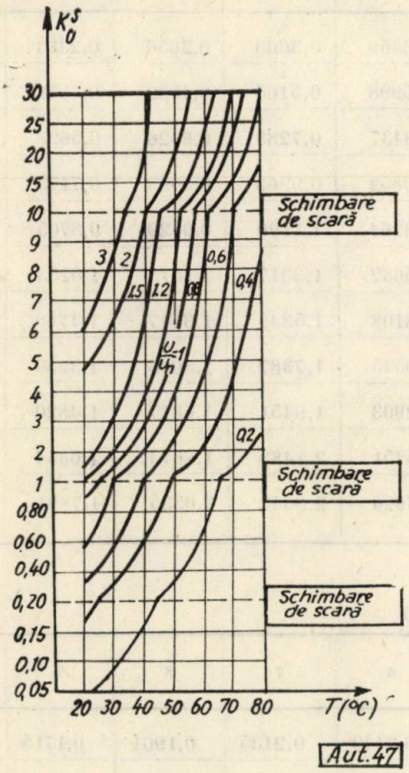


Fig. 2

producător să fie respins de către beneficiar să fie mai mică sau egală cu numărul α dat dinainte, oricare ar fi repartiţia fracţiei de defecte în loturile care ajung la controlul producătorului.

Fie L_p (respectiv L_b) curba caracteristică operativă [1] asociată sistemului de control (n_p, c_p), respectiv (n_b, c_b), atunci se poate demonstra (v. anexa) că:

$$L_p(x)\,[1 - L_b(\alpha)] \leqslant \alpha, \text{ oricare } 0 \leqslant x < 1. \quad (4)$$

În [3], O. Hans şi J. Krepela, ocupîndu-se de aspectele generale ale controlului de calitate la recepţie, demonstrează că condiţia necesară şi suficientă pentru valabilitatea relaţiei (4) este ca relaţia:

$$\sup_{F \in \mathfrak{F}} \int_0^1 L_p(x)\,[1 - L_b(x)]\,dF(x) \quad (5)$$

să fie adevărată **.

* În aceste condiţii, un lot este acceptat de producător (beneficiar) conform relaţiilor (2), respectiv (3).

** Aici cu $\mathfrak{F}$ s-a notat clasa funcţiilor de repartiţie F satisfăcînd următoarele condiţii:

$F(x) = 0$, pentru $x < 0$,

$F(x) = 1$, pentru $x \geqslant 1$,

$$\int_0^1 dF(x) = 1.$$

Cu alte cuvinte relaţia (5) demonstrează valabilitatea relaţiei (4), oricare ar fi funcţia de repartiţie a apariţiei defecţiunilor în loturile supuse verificării.

Admiţînd formula aproximativă Poisson *, rezultă că (5) se scrie:

$$\sum_{i=0}^{c_p} e^{-n_p x} \frac{(n_p x)^i}{i!} \sum_{j=c_b+1}^{\infty} e^{-n_b x} \frac{(n_b x)^j}{j!} \leqslant \alpha, \text{ oricare } x \geqslant 0. \quad (6)$$

În [3, 5] se rezolvă ecuaţia (6), obţinîndu-se, pentru c_p, c_b, n_b, α daţi, n_p din relaţia:

$$n_p \geqslant u(\alpha, c_p, c_b)\, n_b, \quad (7)$$

unde $u(\alpha, c_p, c_b)$ întabelaţi pentru $\alpha = 0{,}05$; $0{,}1$; $0{,}2$; $0 \leqslant c_p \leqslant 10$; $0 \leqslant c_b \leqslant 10$ sînt daţi în tabelele 1—3.

Avînd în vedere cele de mai sus, soluţia problemei determinării planului de verificare al producătorului se obţine după cum urmează. Fiind dat planul de verificare al beneficiarului (n_b, T_b, λ_{acc}^b, s_b) şi dîndu-se T_p, λ_{acc}^p, s_p, atunci volumul de selecţie al producătorului, n_p, este soluţia sistemului:

$$n_p \geqslant u(\alpha, c_p, c_b)\, n_b,$$

$$c_p = \frac{K_0^p \lambda_{acc}^p T_p}{1 + K_0^p \lambda_{acc}^p T_p} \cdot n_p. \quad (8)$$

Astfel determinat planul de verificare al producătorului, acesta, respectiv beneficiarul, acceptă lotul din punctul de vedere al siguranţei în funcţionare, dacă relaţia (2), respectiv relaţia (3), este îndeplinită.

3. Aplicaţie la condensatoarele styroflex

Se admite că un beneficiar efectuează un control al loturilor de condensatoare styroflex după planul de verificare (100, 500, 2.10^{-6}, s_b), unde s_b = (solicitare electrică: dublul tensiunii nominale; solicitare termică: 50°C). Să se determine planul de verificare al producătorului, adică vectorul (?, 500, 2.10^{-6}, s_p), unde s_p = (solicitare electrică: dublul tensiunii nominale; solicitare termică: 40°C), astfel ca $\alpha = 0{,}1$.

*

$$L_p(x) = \sum_{i=0}^{c_p} e^{-n_p x} \frac{(n_p x)^i}{i!}.$$

Această formulă se poate admite în cazul în care n_p este suficient de mare şi fracţia de defecte x este mai mică de 10%; sau dacă $n_p x < 10$. În general, se demonstrează [4] că caracteristica operativă poate fi aproximată cu expresia binomială:

$$\sum_{i=0}^{c_p} C_{n_p}^i x^i (1 - x)^{n_p - 1}.$$

Tabela 1

Coeficienţii $u\,(0{,}05\,;\ c_p,\ c_b)$

c_p \ c_b	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
0	6,8632	1,6848	0,9366	0,6513	0,5014	0,4088	0,3459	0,3003	0,2656	0,2383	0,2163
1	15,9912	3,3508	1,7541	1,1812	0,8911	0,7164	0,5998	0,5165	0,4539	0,4051	0,3661
2	26,2846	5,0981	2,5824	1,7071	1,2723	1,0142	0,8437	0,7288	0,6326	0,5628	0,5070
3	37,3698	6,9141	3,4282	2,2379	1,6540	1,3105	1,0852	0,9263	0,8083	0,7173	0,6449
4	49,0426	8,7865	4,2906	2,7751	2,0382	1,6075	1,3264	1,1190	0,9829	0,8705	0,7814
5	61,1780	10,7056	5,1676	3,3186	2,4254	1,9059	1,5682	1,3317	1,1573	1,0233	0,9173
6	73,6903	12,6639	6,0575	3,8681	2,8156	2,2060	1,8108	1,5349	1,3317	1,1760	1,0531
7	86,5198	14,6560	6,9589	4,4229	3,2089	2,5078	2,0545	1,7387	1,5065	1,3289	1,1887
8	99,6201	16,6776	7,8705	4,9827	3,6049	2,8113	2,2993	1,9451	1,6817	1,4820	1,3245
9	112,9559	18,7252	8,7913	5,5470	4,0039	3,1164	2,5451	2,1483	1,8574	1,6354	1,4605
10	126,4998	20,7960	9,7204	6,1154	4,4046	3,4231	2,7920	2,3542	2,0335	1,7891	1,5968

Tabela 2

Coeficienţii $u\,(0{,}1\,;\ c_p,\ c_b)$

c_p \ c_b	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
0	3,1898	1,0143	0,6080	0,4384	0,3449	0,2854	0,2440	0,2135	0,1901	0,1715	0,1563
1	7,5927	2,1049	1,1980	0,8401	0,6492	0,5305	0,4494	0,3904	0,3455	0,3101	0,2815
2	12,5717	3,2557	1,8010	1,2427	0,9503	0,7707	0,6491	0,5614	0,4950	0,4430	0,4011
3	17,9405	4,4554	2,4191	1,6511	1,2533	1,0110	0,8481	0,7309	0,6429	0,5741	0,5189
4	23,5987	5,5944	3,0507	2,0654	1,5593	1,2527	1,0476	0,9007	0,7906	0,7048	0,6360
5	29,4845	6,9657	3,6940	2,4854	1,8683	1,4962	1,2481	1,0709	0,9384	0,8354	0,7530
6	35,5557	8,2641	4,3476	2,9106	2,1802	1,7414	1,4497	1,2420	1,0867	0,9662	0,8700
7	41,7824	9,5859	5,0102	3,3404	2,4949	1,9884	1,6524	1,4136	1,2354	1,0974	0,9874
8	48,1421	10,9279	5,6808	3,7744	2,8121	2,2370	1,8563	1,5861	1,3848	1,2290	1,1049
9	54,6177	12,2878	6,3585	4,2122	3,1316	2,4872	2,0602	1,7594	1,5346	1,3609	1,2227
10	61,1954	13,6636	7,0427	4,6535	3,4533	2,7388	2,2670	1,9333	1,6850	1,4933	1,3409

Conform celor demonstrate în § 2, n_p este soluţia sistemului (8). Din relaţiile (2), respectiv (3) şi figura 2 se obţine $n_p = 101\ c_p$, $c_b \sim 2$. Pentru rezolvarea sistemului (8) se va folosi tabela 2, obţinîndu-se :

c_p	$u\,(0{,}1\,;\ c_p,\ 2)$	$u\,(0{,}1\,;\ c_p,\ 2)\ n_b$	n_p
0	0,60	60	0
1	1,19	119	101
2	1,80	180	202
3	2,41	241	241

Deci $n_p = 202$, adică efectuînd o încercare în condiţiile de mai sus, producătorul va supune încercării 202 condensatoare styroflex şi dacă numărul celor cu defecte, în intervalul de încercare de 500 de ore, este mai mic sau egal cu 3, atunci producătorul livrează întreg lotul, riscul ca acesta să fie respins de controlul beneficiarului (adică să aibă o intensitate a defecţiunilor mai mare decît 2.10^{-6} 1/h) fiind mai mic decît 10 %.

4. Concluzii

Siguranţa în funcţionare, măsură a calităţii în timp a unui produs, trebuie menţinută şi crescută.

Tabela 3

Coeficienţii u (0,2 ; c_p, c_b)

c_p \ c_b	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
0	1,3621	0,5488	0,3538	0,2645	0,2128	0,1788	0,1546	0,1365	0,1223	0,1110	0,1016
1	3,3949	1,2244	0,7563	0,5525	0,4377	0,3638	0,3121	0,2736	0,2440	0,2204	0,2011
2	5,7110	1,9470	1,1748	0,8467	0,6649	0,5491	0,4686	0,4095	0,3639	0,3278	0,2985
3	8,2167	2,7048	1,6070	1,1477	0,8957	0,7364	0,6263	0,5456	0,4839	0,4351	0,3955
4	10,8625	3,4900	2,0506	1,4547	1,1300	0,9258	0,7854	0,6828	0,6045	0,5427	0,4927
5	13,6182	4,2976	2,5037	1,7668	1,3676	1,1175	0,9459	0,8210	0,7259	0,6508	0,5902
6	16,4634	5,1238	2,9651	2,0836	1,6081	1,3110	1,1079	0,9601	0,8478	0,7595	0,6882
7	19,3835	5,9659	3,4334	2,4045	1,8512	1,5064	1,2711	1,1003	0,9706	0,8688	0,7866
8	22,3677	6,8217	3,9080	2,7289	2,0966	1,7034	1,4356	1,2413	1,0941	0,9786	0,8855
9	25,4076	7,6897	4,3881	3,0566	2,3441	1,9020	1,6011	1,3832	1,2182	1,0889	0,9848
10	28,4966	8,5686	4,8733	3,3871	2,5935	2,1018	1,7376	1,5259	1,3430	1,1997	1,0845

Creşterea siguranţei în funcţionare poate fi realizată cît mai eficient numai prin conjugarea eforturilor în vederea îmbinării celor două posibilităţi : îmbunătăţirea tehnologiilor de fabricaţie şi introducerea controlului la recepţie.

ANEXA

Fie

A_p, respectiv A_b — evenimentul ce constă în acceptarea de către producător, respectiv beneficiar, a lotului de produse a cărui fracţie de defecte este x, în urma unei verificări după sistemul de control (n_p, c_p), respectiv (n_b, c_b);

R_p, respectiv R_b — evenimentul ce constă în respingerea de către producător, respectiv beneficiar, a lotului de produse a cărui fracţie de defecte este x, în urma unei verificări după sistemul de control (n_p, c_p), respectiv (n_b, c_b);

$$P(A_p) = L_p(x); \quad P(A_b) = L_b(x);$$

$$P(R_p) = 1 - L_p(x); \quad P(R_b) = 1 - L_b(x);$$

η — probabilitatea ca un lot acceptat de către producător să fie acceptat şi de către beneficiar, adică :

$$\eta = P(A_b \mid A_p);$$

$1 - \eta$ — probabilitatea ca un lot acceptat de către producător să fie respins de către beneficiar, adică :

$$1 - \eta = P(R_b \mid A_p);$$

ε — probabilitatea ca un lot respins de către producător să fie respins de către beneficiar, adică :

$$\varepsilon = P(R_b \mid R_p);$$

$1 - \varepsilon$ — probabilitatea ca un lot respins de către producător să fie acceptat de către beneficiar, adică :

$$1 - \varepsilon = P(A_b \mid R_p);$$

unde s-a notat cu $P(A)$ — probabilitatea evenimentului A, $P(A \mid B)$ — probabilitatea condiţionată a realizării evenimentului A dacă evenimentul B s-a realizat.

Aplicînd formula probabilităţii totale [2], se obţine :

$$L_b(x) = P(A_b) = P(A_b \mid A_p)\, P(A_p) + P(A_b \mid R_p)\, P(R_p) = L_p(x) + (1 - \varepsilon)(1 - L_p(x)).$$

De unde, din reformularea problemei determinării planului de verificare al producătorului, rezultă :

$$1 - \eta = \frac{L_p(x) - L_b(x) + (1 - \varepsilon)\,[1 - L_p(x)]}{L_p(x)} \leqslant \alpha$$

şi ţinînd seamă că $0 < L_p(x) \leqslant 1$, $0 < L_p^2(x) \leqslant 1$ (oricare ar fi $0 \leqslant x < 1$), se obţine relaţia (4).

BIBLIOGRAFIE

[1] Wald, A. *Sequential analysis.* New York, 1960.

[2] Onicescu, O., Mihoc, Gh., Ionescu-Tulcea, C. T. *Calculul probabilităţilor şi aplicaţii.* Bucureşti, Editura Academiei R.P.R., 1956.

[3] Hans, O., Krepela, J. *Producer-consumer aspects of acceptance sampling by attributes.* Praga, 1964.

[4] Kendall, M. G. The advanced theory of statistic, vol. 1, Londra, Mcgraw Hill, 1945.

[5] Jirina, M., Nedoma, J. *Minimaximální reseni výběrového přejimaciko postupu.* Aplikace matematiky, 4, 1956, p. 300—310.

[6] Brana, C., Dobrescu, D. *Siguranţa în funcţionare a unor componente electronice supuse încercărilor de durată.* Probleme de automatizare, vol. 6. Bucureşti, Editura Academiei R.S.R., 1969.

Ing. N. MARINESCU

Analiza circuitelor integrate TTL. Caracteristici statice

Circuitele integrate *TTL* şi-au găsit o largă aplicaţie în construcţia calculatoarelor din generaţia a treia, datorită calităţilor lor deosebite: întîrzieri mici, praguri de perturbaţie ridicate, consum redus, preţ convenabil etc.

Articolul va trata circuitele integrate fără memorie, de bază, ale unei serii *TTL* rapide (SN 74 H00N, Texas Instruments), şi anume circuitul *NAND* (fig. 1, *a*) şi *AND* (fig. 1, *b*). În afara acestora, seria *TTL* rapidă conţine şi alte circuite, cum ar fi circuitele *AND-OR-INVERT* şi circuitele *NAND* de putere, care nu introduc fenomene esenţiale în plus. Cele discutate în articol se pot extinde în mare parte şi asupra circuitelor integrate *TTL* lente.

Se consideră util studiul caracteristicilor statice ale circuitelor amintite, nu numai datorită faptului că evidenţiază problemele de funcţionare în regim staţionar, ci mai ales pentru că ele ajută la detectarea unor comportări dinamice importante, cum sînt zonele de funcţionare instabilă, care pot duce la falsificarea informaţiei prelucrate. Rezolvarea problemelor de transfer al semnalelor şi de interconectare cere de asemenea cunoaşterea perfectă a caracteristicilor statice.

Articolul prezintă şi comentează o serie de rezultate experimentale. Se vor discuta şi unele probleme legate de variaţia caracteristicilor cu temperatura şi tensiunea de alimentare, precum şi problemele de dispersie a acestora.

1. Caracteristicile statice ale circuitelor integrate TTL

Funcţionarea circuitelor integrate *TTL* este descrisă pe larg în lucrările [1] şi [2]. Se aminteşte doar că, atunci cînd toate intrările circuitului *NAND* (fig. 1, *a*) sînt în gol sau activate cu semnal „1" (2—5,5 V) transistorul multiemitor T_5 se află în regim activ inversat, transistoarele T_4 şi T_1 sînt saturate, iar T_3 şi T_2 blocate. Dacă cel puţin una dintre intrări este adusă la semnal „0" (0—0,8 V), transistorul T_5 este saturat normal, transistoarele T_4 şi T_1 sînt blocate şi T_3 şi T_2 deschise. În mod similar se judecă şi funcţionarea circuitului *AND* (fig. 1, *b*), avînd în vedere că, în afară de etajul de conjuncţie de intrare şi etajul de ieşire „totem-pole", asemănătoare circuitului *NAND*, mai conţine un etaj inversor astfel conceput încît cele două circuite să aibă caracteristici de intrare asemănătoare. Caracteristicile celor două circuite sînt, în general, similare şi în articol se va insista doar asupra deosebirilor lor esenţiale.

Principalele caracteristici statice ce fac obiectul articolului sînt: caracteristicile de intrare, caracteristicile de ieşire şi caracteristicile de transfer.

Cu convenţia de semn pentru tensiunea U şi curentul I din figura 2, *a*, se trasează, în figura 2, *b*, caracteristicile statice de intrare

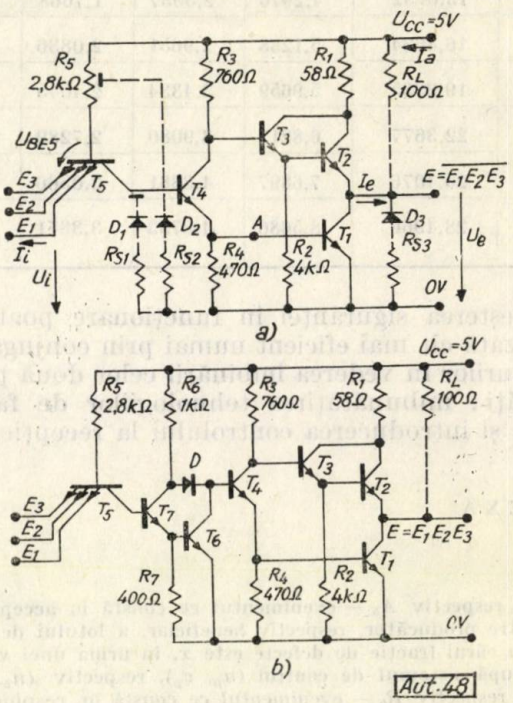


Fig. 1. Schemele circuitelor integrate *TTL* de bază: *a* — circuit *NAND*; *b* — circuit *AND*.

(i_1, i_0) şi ieşire (e_1, e_0). Vom numi caracteristicile de intrare de tip „1" (i_1) dacă toate intrările netestate sînt în gol sau la potenţialul $U_{cc} = +5$ V, şi de tip „0" (i_0) dacă cel puţin o intrare este la potenţial nul. Vom menţine această convenţie pentru ieşirea circuitului *AND* şi o vom complementa pentru ieşirea circuitului *NAND*. Astfel, indiferent de circuitul studiat, în figura 2, *b* curbele e_1 şi e_0 vor corespunde, conform celor de mai sus, caracteristicilor de ieşire de tip „1" şi, respectiv, de tip „0".

Punctele *A*, *B* şi *C*, *D* reprezintă stările staţionare „0" şi „1" respectiv, văzute la joncţiunea elementelor comandat (*i*) şi de comandă (*e*).

Pentru $I > 0$, curenţii de intrare sînt reduşi, transistorul T_5 lucrînd în regim activ inversat. Aceşti curenţi tind să coboare nivelul semnalului „1" la ieşirea circuitului de comandă şi

să cupleze mai multe circuite prin reacţii pozitive pe rezistenţa generatorului de comandă [1].

Pentru $U > 0$, curba i_0 se poate obţine, în general, prin translaţia pe ordonată a curbei i_1

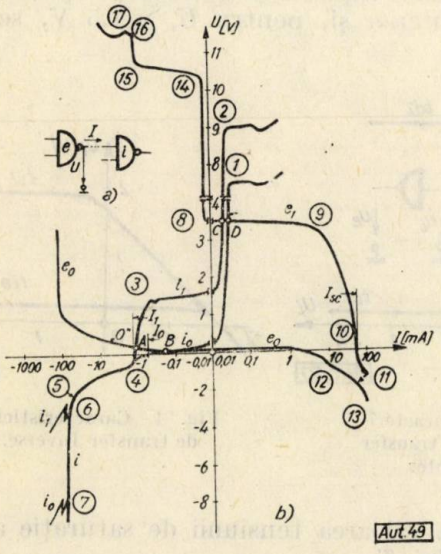


Fig. 2. Caracteristicile statice de intrare şi ieşire.

cu suma tensiunilor bază-emitor ale transistoarelor T_4 şi T_1, căci în cazul curbei i_0 locul colectorului este luat de emitorul de condiţionare la potenţial nul. Dacă tensiunea U creşte peste circa 7 V, pe curbele i_0 şi i_1 apar străpungeri ale transistorului T_5 (punctele 1 şi 2).

Dacă tensiunea U coboară spre punctul *3* pe curba i_1, curentul prin emitorul testat scade, se anulează şi apoi se inversează. T_5 se saturează normal, evacuînd sarcina stocată în baza transistorului T_4. În acelaşi timp, T_3 şi T_2 evoluează prin zona activă normală spre saturaţie. În momentul în care toate transistoarele T_1, T_2, T_3 şi T_4 conduc activ, are loc un proces regenerativ datorită reacţiei pozitive ce se formează în bucla închisă a acestora [2]. Acest proces se reflectă la intrare prin apariţia unei zone de rezistenţă dinamică negativă pe curba i_1, în punctul 3. O activare mai îndelungată în această zonă poate provoca apariţia unor oscilaţii puternice în etajul de ieşire şi pe barele de alimentare, falsificînd informaţia direct la ieşire şi indirect prin perturbarea altor circuite alimentate în comun cu cel studiat. Pentru a atenua perturbaţiile apărute pe barele de alimentare se folosesc condensatoare de decuplaj, conectate în apropierea circuitelor integrate.

Curentul I_1 caracterizează sarcina de curent la intrare, fiind egal cu $-(U_{cc} - U_{BE5})/R_5$. El variază puţin cu temperatura datorită acţiunilor opuse ale acesteia asupra tensiunii U_{BE5} şi rezistenţei R_5.

Curba i_0 marchează, începînd de la $U \approx 0{,}2$ V, o trecere treptată a conducţiei de pe emitorul de condiţionare la 0 V, pe emitorul testat. În cazul unei simetrii electrice perfecte, $I_0 = 1/2\ I_1$. La $U \approx -0{,}2$ V, întregul curent din R_5 este preluat de emitorul testat şi curbele i_1 şi i_0 se confundă. În punctul *4* se deschide joncţiunea colector-substrat a transistorului T_5, marcată simbolic în figura 1, *a* prin combinaţia serie D_1 R_{s1}. Panta regiunii 4,5 este dată practic de rezistenţa substratului R_{s1} (referirile la „panta" caracteristicii se fac considerînd scara curentului I din figura 2, *b*, liniară). Dacă tensiunea de intrare scade în continuare, apar următoarele fenomene principale : străpungerea transistorului interemitor de pe baza lui T_5, pe la $U = -3$ V (pct. 6) pentru caracteristica de tip „1", şi pe la $U = -8$ V (pct. 7) pentru caracteristica de tip „0", şi desaturarea transistorului T_5 (pct. 5). Panta regiunii 5—7 este dată de $R_5/(\beta_5 + 1)$. Testarea circuitului dincolo de punctul 7 sau în străpungeri avansate duce la distrugerea joncţiunii emitorului testat.

Salturile de tensiune date de rezistenţele negative ce apar în fenomenele de străpungere ating 1—2 V, putînd perturba puternic circuitele vecine datorită amplitudinii şi energiei mari de regenerare. Pentru $U < 0$, caracteristicile variază puţin cu temperatura şi tensiunea de alimentare.

Tensiunea măsurată la ieşirea în gol, pe curba e_1 (pct. *8*), este de circa 3,5 V. În acest punct, T_2 conduce activ curentul I_{CO} al transistorului T_1, T_3 fiind de asemenea în stare activă, la limita de saturaţie, cu potenţialele bazei şi colectorului foarte apropiate de $+ U_{cc}$. Astfel, tensiunea în punctul *8* se obţine din tensiunea U_{cc}, micşorată cu suma tensiunilor bază-emitor ale transistoarelor T_2 şi T_3. Pentru tensiuni superioare punctului *8*, T_2 se blochează şi curentul de ieşire este negativ, foarte redus şi egal cu suma curenţilor I_{CO} şi I_{EO} ai transistoarelor T_1 şi T_2, respectiv. În zona 8,9, T_2 se deschide mai mult şi măreşte căderea de tensiune pe R_1 pînă la saturarea transistorului T_3 în punctul *9*, fixînd totodată aproape de zero tensiunea bază-colector a transistorului T_2. Panta segmentului *8*, *9* este dată de rezistenţa R_3, reflectată prin etajele T_3 şi T_2. Regiunea 9,10 are panta dată de combinaţia în paralel a rezistenţelor $(R_1 + r_3)$ şi R_3, în care r_3 este rezistenţa parazită de colector a transistorului T_3. Dacă tensiunea scade la valori negative, se deschide joncţiunea colector-substrat a transistorului T_1, reprezentată simbolic prin combinaţia D_3 R_{s3}, şi panta caracteristicii devine aproximativ egală cu combinaţia în paralel a rezistenţelor R_1 şi R_{s3}. Transistorul T_1 intră în regim activ-inversat. De menţionat că în această configuraţie transistorul T_5 este saturat puternic şi T_4 blocat cu baza la potenţial nul. Scăzînd tensiunea de

ieşire, nivelul în punctul A (fig. 1, *a*) urmăreşte nivelul la ieşire cu un decalaj egal cu $U_{BC1} \approx 0{,}7$ V, tinzînd să deschidă transistorul T_4. Cînd $U \approx -1{,}4$ V, se deschide T_4 care desaturează transistorul T_3, ceea ce are ca efect scăderea curentului prin T_2. Saltul negativ de tensiune care apare la ieşirea circuitului (pe rezistenţa internă a sursei de forţare a tensiunii de ieşire) se amplifică pe bucla de reacţie pozitivă T_4, T_3, T_2. Procesul devine regenerativ şi se termină cu saturarea transistorului T_4, adică pe caracteristica de tip „0". Aceasta este, în general, caracteristica de colector a transistorului T_1. Pentru tensiuni negative de ieşire, T_1 trece în regim saturat inversat, apoi activ inversat. T_2 se deschide la $U_e \approx -0{,}7$ V, iar T_3 la $U_e \approx -1{,}4$ V. Pentru $U_e \approx -0{,}7$ V, se deschide dioda D_3, urmînd ca panta segmentului 12, 13 să fie dată practic de combinaţia în paralel a rezistenţelor R_{s3} şi R_1.

Caracteristica de tip „1" variază pe ordonată o dată cu tensiunea de alimentare. La creşterea temperaturii ambiante, tensiunea în punctul *8* creşte datorită scăderii tensiunilor bază-emitor ale transistoarelor T_2 şi T_3 şi punctul 10 se apropie de origine datorită creşterii rezistenţei R_1. Caracteristica de tip „0" nu variază esenţial cu temperatura căci, o dată cu creşterea cîştigurilor transistoarelor T_4 şi T_1, are loc creşterea rezistenţelor R_5 şi R_3. Totuşi, în zona de saturaţie adîncă (zona utilă) este mai importantă creşterea rezistenţei R_5 (la care se adaugă creşterea rezistenţei parazite de colector) şi tensiunea de ieşire creşte la curent dat.

Dacă tensiunea de ieşire este forţată la valori pozitive de circa 10 V, se observă o modificare a caracteristicii de tip „1".

În punctul 14 are loc străpungerea joncţiunii bază-emitor a transistorului T_2. Străpungerea are loc la $U_{BE} \approx -6$ V, nivelul pe bază fiind de circa 4,5 V faţă de nul. Creşterea tensiunii la ieşire face ca prin joncţiunea străpunsă să fie preluat întreg curentul prin R_2, pînă la blocarea transistorului T_3 (pct. 15). Apoi caracteristica evoluează cu panta dată de R_2 pînă la deschiderea joncţiunii bază-colector a transistorului T_2 (pct. 16). Caracteristica continuă practic cu panta dată de R_1 pînă în punctul 17, în care are loc un fenomen de avalanşă pronunţată, marcînd o caracteristică cu rezistenţă negativă.

În continuare, se defineşte drept caracteristică de transfer directă, caracteristica U_e (U_i) (fig. 3), şi drept caracteristică de transfer inversă, caracteristica U_i (U_e) (fig. 4).

Pentru circuitul *NAND* cu ieşirea în gol, caracteristica de transfer directă este curba t_{d1}. La creşterea tensiunii de intrare peste circa 0,5 V începe să se deschidă transistorul T_4, T_1 fiind încă blocat. Tensiunea de intrare variază practic o dată cu tensiunea pe rezistenţa R_4, iar cea de ieşire o dată cu tensiunea pe rezistenţa R_3, panta caracteristicii fiind dată de raportul R_3/R_4. La $U_i \approx 1$ V începe să se deschidă T_1 care, şuntînd rezistenţa R_4, măreşte panta caracteristicii. La $U_i \approx 1{,}4$ V, tensiunea cade rapid datorită reacţiei pozitive descrise anterior şi, pentru $U_i \geqslant 1{,}5$ V, se stabileşte la valoarea tensiunii de saturaţie a transistorului T_1.

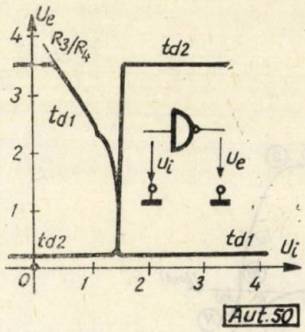


Fig. 3. Caracteristicile de transfer directe.

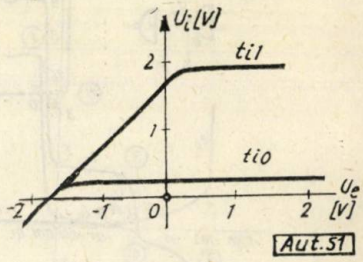


Fig. 4. Caracteristicile de transfer inverse.

Curba t_{d2} reprezintă caracteristica de transfer a circuitului *AND*. Datorită amplificării mari a lanţului de transistoare T_7-T_1, panta caracteristicii în zona de tranziţie este foarte abruptă.

Caracteristica de transfer inversă (fig. 4) pentru circuitul *NAND* cu intrările netestate în gol (curba t_{i1}) are o pantă nulă pentru tensiuni de ieşire peste 1 V, cînd curentul de ieşire prin transistorul T_1 desaturat nu variază esenţial, şi se înclină spre origine datorită scăderii tensiunii bază-emitor a transistorului T_1, scădere cauzată la rîndul ei de căderea curentului prin T_1. Pentru $U_e < 0$, tensiunea de intrare începe să urmărească tensiunea de ieşire cu un decalaj dat de $U_{BE4} + U_{BC1} \approx 1{,}5$ V.

Dacă se condiţionează la 0 V o intrare a circuitului, caracteristica de transfer inversă este de pantă nulă (curba t_{i0}) şi se racordează la curba t_{i1} la tensiunea $U_e \approx -1{,}5$ V, corespunzător saltului de pe caracteristica de ieşire de tip „1" pe cea de tip „0". La circuitul *AND*, acest salt are loc la tensiuni mai negative, de circa −4 V, în rest caracteristicile fiind asemănătoare.

2. Rezultate experimentale

Pentru a da consistenţă afirmaţiilor făcute la punctul 1 se prezintă, în figurile 5—20, oscilogramele caracteristicilor statice studiate, uşor de urmărit datorită corespondenţei notaţiilor cu cele din figurile anterioare.

Experienţa a arătat că desaturarea transistorului T_5 (pct. 5, fig. 2 şi 6) nu are o poziţie relativă dată în raport cu punctele de străpungere.

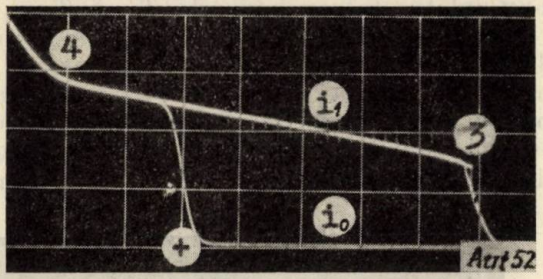


Fig. 5. Caracteristicile de intrare. $H = 0{,}3$ V/div.; $V = 0{,}5$ mA/div.

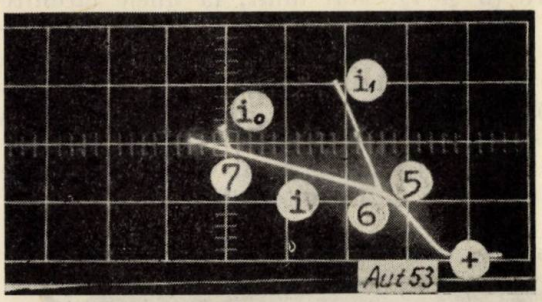


Fig. 6. Caracteristicile de intrare pentru $U < 0$. $H = 2$ V/div.; $V = 50$ mA/div.

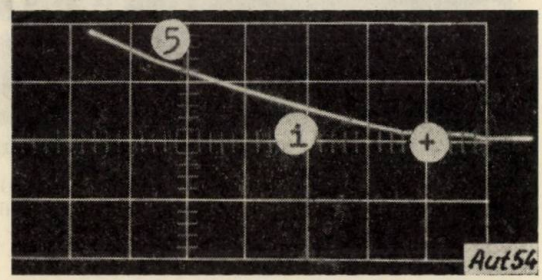


Fig. 7. Caracteristica de intrare pentru $U < 0$. $H = 2$ V/div.; $V = 50$ mA/div.

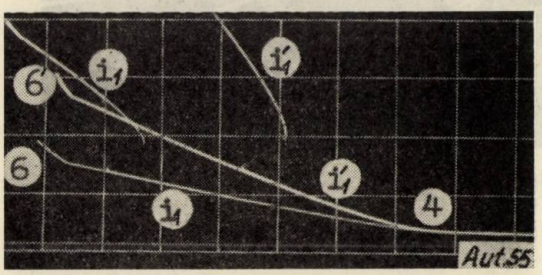


Fig. 8. Caracteristici de intrare tip ,,1'' în străpungere pentru $U < 0$. $H = 0{,}3$ V/div.; $V = 5$ mA/div.

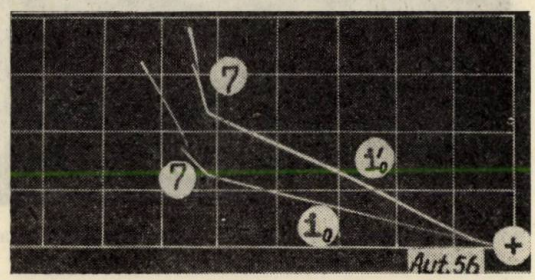


Fig. 9. Caracteristici de intrare de tip ,,0'' în străpungere pentru $U < 0$. $H = 1{,}5$ V/div.; $V = 10$ mA/div.

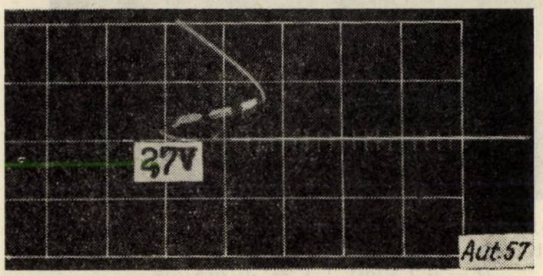


Fig. 10. Caracteristica transistorului interemitor în străpungere. $H = 0{,}3$ V/div.; $V = 5$ mA/div.

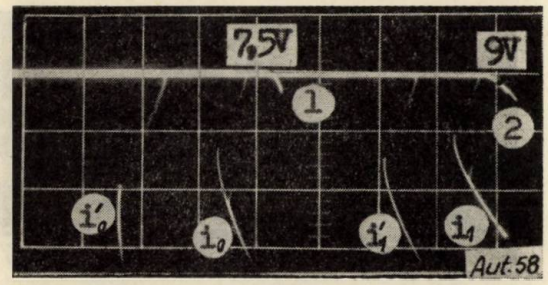


Fig. 11. Caracteristicile de intrare în străpungere pentru $U > 0$. $H = 0{,}4$ V/div.; $V = 2$ mA/div.

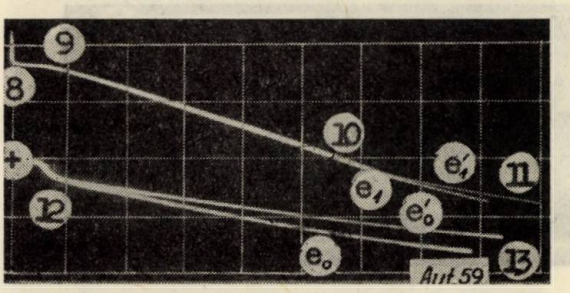


Fig. 12. Caracteristicile de ieşire pentru $I > 0$. $H = 10$ mA/div.; $V = 2$ V/div.

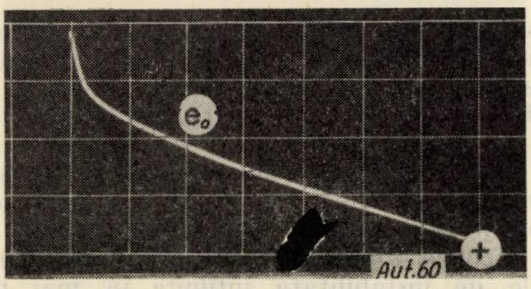


Fig. 13. Caracteristica de ieşire tip ,,0'' pentru $I < 0$. $H = 15$ mA/div.; $V = 0{,}5$ V/div.

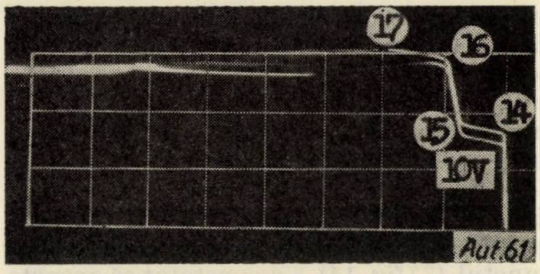


Fig. 14. Caracteristica de ieşire tip ,,1'' în străpungere. $H = 1{,}25$ mA/div.; $V = 1$ V/div.

pungere (6 şi 7). Mai mult, la unele circuite apare un fenomen de întărire a stării de saturare a lui T_5, explicat prin deschiderea joncţiunii de izolare între R_5 şi substrat (pct.5 , fig. 7). Caracteristicile în străpungere rezultă din însumarea curentului de transistor deschis (zona 4—5—7) cu curentul de străpungere a transistorului interemitor (fig. 10).

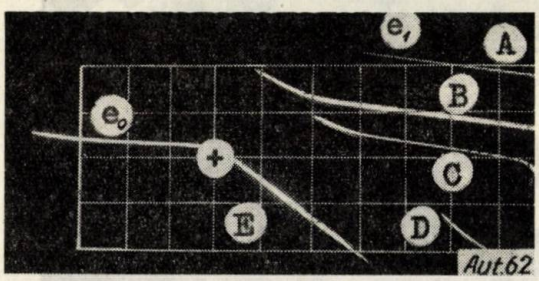


Fig. 15. Caracteristicile de ieşire pentru $U = 1{,}28$ $V(A)$; 1,35 $V(B)$; 1,4 $V(C)$; 1,45 $V(D)$; 1,5 $V(E)$. $H = 0{,}2$ V/div.; $V = 20$ mA/div.

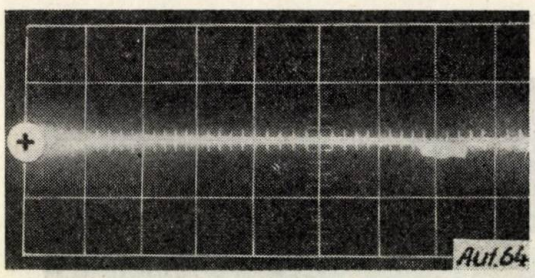


Fig. 17. Variaţia curentului de alimentare funcţie de tensiunea de intrare (tipic pentru circuit *AND*). $H = 0{,}2$ V/div.; $V = 50$ mA/div.

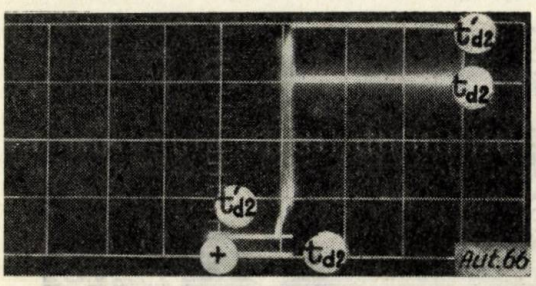


Fig. 19. Caracteristcile de transfer directe ale circuitului *AND*. $H = V = 1{,}25$ V/div.

Figurile 8 şi 9 ilustrează dispersia caracteristicilor de intrare datorită rezistenţelor diferite, pe un modul dat, între diverse transistoare multiemitor şi punctul de legare a substratului la potenţial nul. S-au determinat valorile de 300 şi 140 Ω pentru curbele i_1, i_0 şi i'_1, i'_0 respectiv. Această dispersie este vizibilă şi în figurile 11 şi 12.

Cu privire la zona de avalanşă ce apare după punctul *17* (fig. 14), s-a constatat că aceasta există, cel puţin la început, numai datorită transistorului T_2, fenomenul păstrîndu-se şi la

un model discret al circuitului integrat, din care s-au înlăturat transistoarele T_1 şi T_3.

Dacă tensiunea de intrare ia valori apropiate de 1,4 V, caracteristicile de ieşire prezintă fenomene de instabilitate (fig. 15). De exemplu, pentru $U_i = 1{,}40$ V, punctul de funcţionare sare de pe curba C pe curba E, de la tensiunea de ieşire de circa 0,4 V pe o caracteristică de

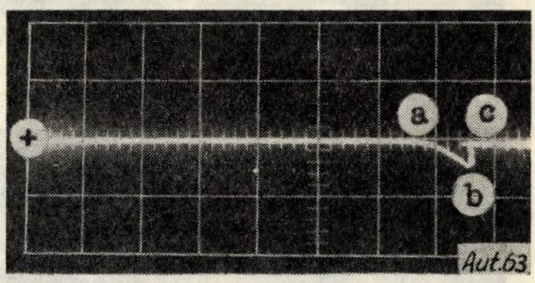


Fig. 16. Variaţia curentului de alimentare funcţie de tesinunea de intrare (tipic pentru circuit *NAND*). $H = 0{,}2$ V/div.; $V = 50$ mA/div.

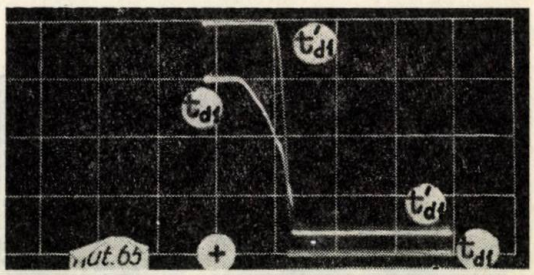


Fig. 18. Caracteristicile de transfer directe ale circuitului *NAND*. $H = V = 1{,}25$ V/div.

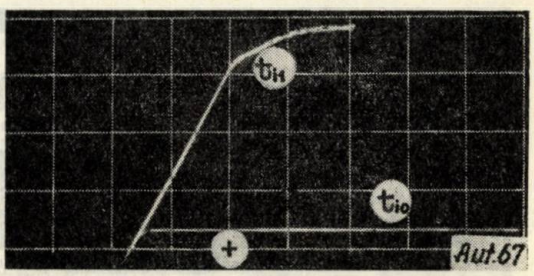


Fig. 20. Caracteristicile de transfer inverse ale circuitului *NAND*. $H = 1$ V/div.; $V = 0{,}5$ V/div.

ieşire de tip „*N*". Totodată se observă o variaţie accentuată a curentului de alimentare, însoţită de fenomenul de instabilitate, care diferă ca formă de la o poartă la alta (zona *bc* fig. 16 şi fig. 17). Acest fenomen este vizibil şi pe caracteristicile de transfer (fig. 18 şi 19) pentru un semnal cu variaţie relativ lentă, aplicat la intrare.

Formele diferite pe care le îmbracă fenomenele de instabilitate întîlnite în mai multe puncte ale circuitelor studiate (fig. 15—19) depind de diversele componente active şi pasive

ale acestora, de impedanţele văzute la intrările, ieşirile şi la barele lor de alimentare, cum şi de duratele fronturilor de comandă. Cel din urmă factor arată că circuitele integrate *TTL* nu sînt potrivite pentru prelucrarea semnalelor cu variaţie lentă. Aceste fenomene au consecinţele arătate la punctul 1 şi complică determinarea regimurilor tranzitorii de transfer al informaţiei de la o poartă la alta.

În figurile 18 şi 19, curbele t'_{a1} şi t'_{a2} s-au ridicat pentru module *NAND* şi *AND* încărcate la ieşire cu $R_L = 100\ \Omega$ (fig. 1). Tensiunea de semnal „1" este în acest caz mai ridicată, întrucît curentul I_{c0} al transistorului T_1 este drenat prin R_L la sursa U_{cc}.

3. Concluzii

S-au prezentat în articol caracteristicile de intrare, ieşire şi transfer ale elementelor de bază *TTL* integrate, interpretîndu-se o serie de rezultate experimentale.

Discuţia a cuprins atît zonele normale de funcţionare, cît şi zonele extreme (care se pot parcurge doar în regim tranzitoriu), evidenţiind fenomenele de străpungere şi de instabilitate.

Articolul insistă îndeosebi asupra condiţiilor care pot provoca o funcţionare incorectă a ansamblelor alcătuite cu circuite integrate *TTL*.

Articolul oferă date în legătură cu dispersia caracteristicilor şi modificările lor datorită variaţiei tensiunii de alimentare şi temperaturii ambiante.

Caracteristicile prezintă interes pentru explicarea comportărilor dinamice ale circuitelor integrate *TTL*, cum şi a problemelor de interconexiune a acestora, teme ce vor fi dezbătute în lucrări viitoare.

BIBLIOGRAFIE

[1] Meyer, C, S,. Lynn. D.K., Hamilton, D. J. *Analysis and design of integrated circuits.* New York, McGraw-Hill, 1968.

[2] Depey, M. *Ouelques aspects du fonctionnement des circuits intégrés logiques TTL.* În: L'Onde électrique, vol. **48**, nr. 494, mai 1968.

Ing. I. SORAN

Analiza automată a funcţionării echipamentelor de telemecanică tip ETM—230 A

Multe din echipamentele de telecomandă-telesemnalizare utilizează pentru transmiterea informaţiei o succesiune de impulsuri modulate în durată. Configuraţia unui ciclu corect, pentru care constructorul echipamentului garantează buna lui funcţionare, este condiţionată de caracterul comenzii sau al telesemnalizării transmise. Orice excedent sau deficit de modulări (pentru echipamentele de provenienţă *IRME* — pauze modulate în durată), precum şi incorectitudinea acestora, constituie o sursă de deranjamente. Altă sursă de deranjamente poate fi starea elementelor schemei logice a echipamentului.

Depanatorul este pus în faţa a trei categorii de cauze prezumtive ale deranjamentului:

1. Cicluri de telecomandă (*TC*), cerere telemăsură (*TM*), cerere telesemnalizare (*TS*) incorecte.

2. Deranjarea elementelor schemei logice (relee, contacte).

3. Tensiuni de alimentare necorespunzătoare.

Pentru a uşura formularea concluziilor şi a scurta timpul depanării se propune un dispozitiv care să efectueze automat analiza ciclurilor *TC*, *TM*, *TS*, starea schemei logice, şi să afişeze concluziile analizei.

1. Analizorul de ciclu

Analizorul de ciclu se compune din două unităţi funcţionale: a) analizorul duratei pauzelor; b) analizorul calităţii ciclului.

a) *Analizorul duratei pauzelor.* Un ciclu standard pentru echipamentul *ETM*-230 A, care funcţionează pentru verificarea canalului de legătură cu curent permanent (i_c) pe linia fizică dintre punctul de telecomandă şi cel telecomandat, este reprezentat în figura 1.

Fiecare pereche pauză-impuls corespunde cîte unui plot al selectorului pas cu pas din punctul de comandă sau comandat. Dacă emiţătorul modulează pauza corespunzătoare plotului 1, se codifică tipul comenzii; la acest echipament, în mod arbitrar, „anclanşare". Echipamentul de la punctul telecomandat (receptorul) decodifică tipul comenzii prin sesizarea unei modulări a pauzei corespunzătoare plotului 1. Modularea pauzei „n" înseamnă alegerea elementului comandat, de exemplu întrerupătorul „n".

Dacă se modifică starea în punctul telecomandat (declanşează un întrerupător, acţionează o protecţie etc.), trebuie să pornească din punctul telecomandat spre punctul de comandă un ciclu care să informeze asupra acestor

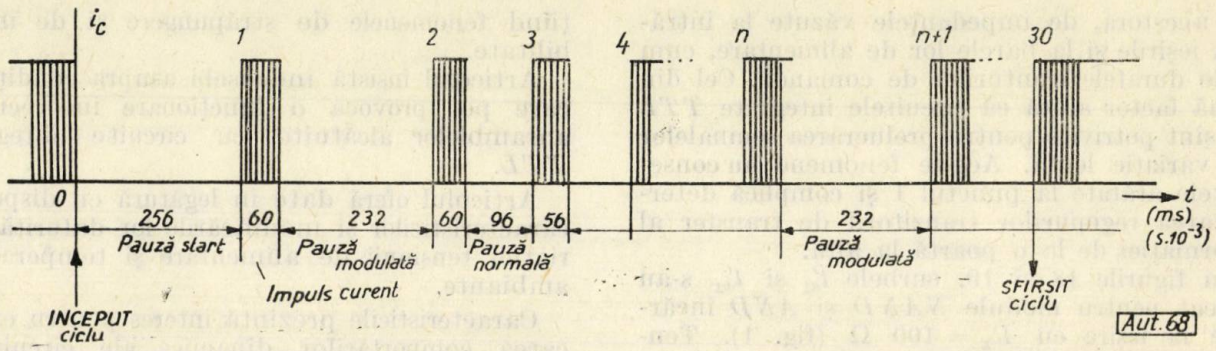


Fig. 1. Ciclul de pauze recomandat de constructor.

schimbări. În acest caz, echipamentul din punctul telecomandat funcţionează ca emiţător, iar cel din punctul de telecomandă ca receptor. Pauza de start permite comutările necesare în schema logică a echipamentelor pentru ca acestea să formeze totdeauna o pereche emiţător-receptor.

Principiul care stă la baza analizei pauzelor este următorul: printr-un procedeu oarecare (un generator de tensiune liniar-variabilă cu timpul, în cazul prezentat) se traduce durata pauzei într-o tensiune care se compară cu tensiuni fixe, stabilizate, corespunzătoare duratei pauzelor recomandată de constructor. În figura 2 se dau începutul ciclului din figura 1, derivata $\frac{di_e}{dt}$ a curentului i_e din canal şi tensiunile U_{TLV} proporţionale cu pauzele. Valorile negative ale derivatei curentului i_e din canal fac să se declanşeze un generator de tensiune liniar-variabilă în raport cu timpul (*TLV*). Blocarea generatorului se face la valori pozitive ale derivatei $\frac{di_e}{dt}$. Valoarea maximă a *TLV* la ieşirea generatorului este deci o măsură a duratei pauzei (U_I, U_{II}, U_{III} din figura 2).

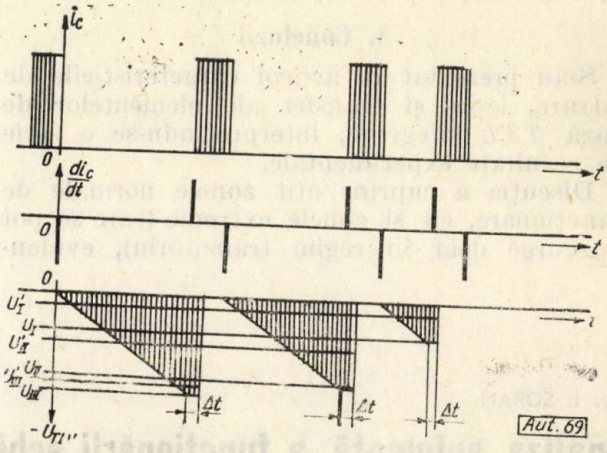


Fig. 2. Referitor la principiul de măsurare al duratei pauzelor.

Comparînd U_I, U_{II}, U_{III} cu tensiunile corespunzătoare duratei pauzelor recomandate de constructor, se poate sesiza abaterea faţă de ciclul standard. Un memorator plasat după comparator reţine concluziile comparării.

În figura 3 se dă schema bloc a analizorului duratei pauzelor. Circuitul de derivare 2 primeşte

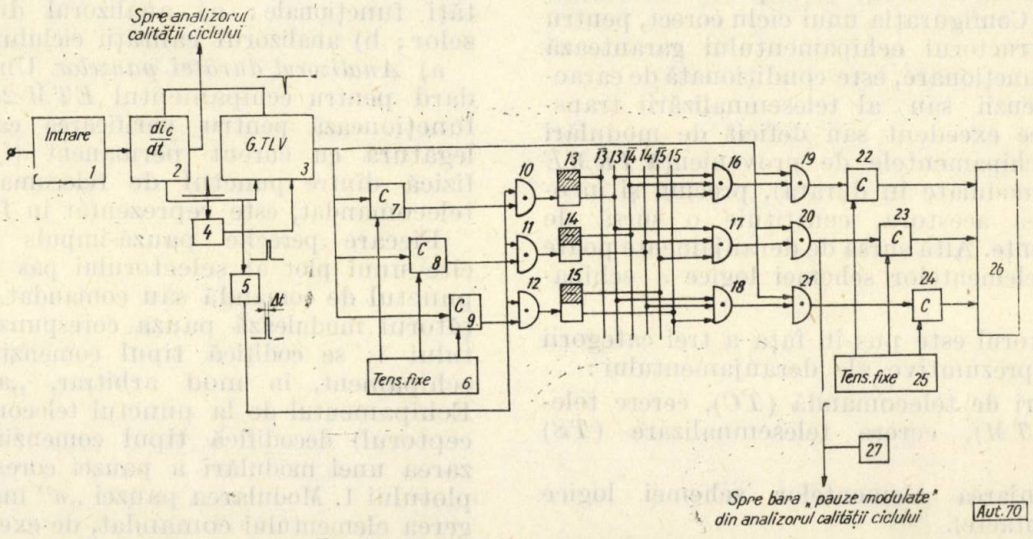


Fig. 3. Analizorul duratei pauzelor.

semnalul i_e de la circuitul de intrare *1*. La ieşirea din generatorul de *TLV 3* se găsesc două grupuri de comparatoare: cele care realizează compararea cu ciclul standard (*22, 23, 24*) şi cele care stabilesc cu care anume tensiune se va face compararea (*7, 8, 9*), cu cea corespunzătoare pauzelor normale, modulate sau de start. Pentru ca *3* să poată fi declanşat din nou la începutul unei noi pauze, aducerea lui la zero se va face după un interval de timp Δt (fig. 2), necesar comparării. Aducerea la zero este comandată de derivatele pozitive $\frac{di_e}{dt} > 0$, trecute prin linia de întîrziere *4*. Circuitul *5* transformă derivata pozitivă $\frac{di_e}{dt} > 0$ într-un impuls de durată Δt, care se aduce la intrarea porţilor ŞI (*10, 11, 12*) pentru a fixa momentul şi durata comparării.

Tensiunea U'_I corespunde nivelului pînă la care creşte tensiunea liniar-variabilă în timpul unei pauze normale, oricît de dereglat ar fi ciclul. La fel U'_{II} şi U'_{III}, pentru pauza modulată şi cea de start. Comparatoarele *7, 8, 9* condiţionează starea bistabilelor *13, 14, 15*, iar starea lor depinde univoc de durata pauzelor. Porţile *16, 17, 18* pot alege cu precizie tensiunea de comparare a „etaloanelor ciclului standard" *25*.

Tensiunile U'_I, U'_{II}, U'_{III} se vor alege astfel ca să nu apară, la un ciclu dereglat, situaţii de felul $U_I > U'_{II}$, de exemplu.

În figura 4 se dau schema principială a comparatoarelor *7, 8, 9* din figura 3 şi unele detalii de funcţionare.

Alimentînd schema din figura 4, între bara de minus şi masă, cu o tensiune stabilizată

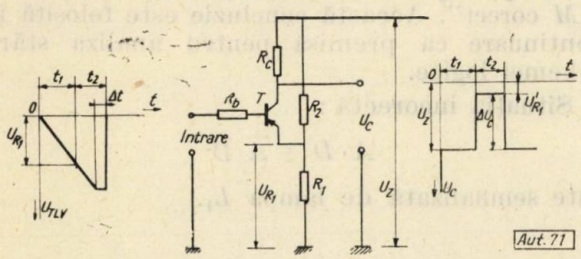


Fig. 4. Schema de principiu a comparatorului.

U_z (cu o diodă Zenner spre exemplu), divizorul R_1, R_2 va stabili nivelul tensiunii $U'_I = U_{R1}$ cu care se compară tensiunea U_{TLV} adusă la baza transistorului *T*. În momentul în care baza devine negativă faţă de emiter, transistorul conduce, iar la colectorul său se produce un salt de tensiune ΔU_e care poate bascula un bistabil ce se găseşte după comparator.

Căderea de tensiune pe R_1 în situaţia în care transistorul *T* conduce, U'_{R1}, trebuie să rezulte de valoare mică în urma dimensionării corecte.

Comparatoarele *22, 23, 24* trebuie să fie mai precise decît cel descris mai sus şi, în plus, trebuie să sesizeze „mai mare decît...", „mai mic decît...". De asemenea trebuie să aibă o zonă de insensibilitate reglabilă, pentru a stabili după necesităţi limitele abaterilor admise faţă de ciclul standard.

Memoria *26* reţine concluziile comparării. Într-un ciclu dereglat, pauzele de acelaşi fel (de exemplu modulate) apar, din cauza construcţiei echipamentului, mereu de aceeaşi durată. Deci, este suficientă reţinerea concluziei „prea lungă", „prea scurtă", obţinută la analiza oricăreia dintre pauzele de acelaşi fel.

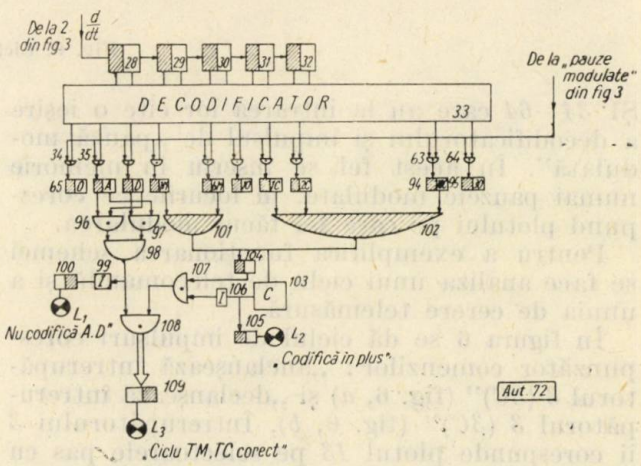


Fig. 5. Analizorul calităţii ciclului.

Întrucît pentru depanator este utilă cunoaşterea numărului pauzelor modulate, s-a introdus, în schema din figura 3, numărătorul binar *27* cu trei celule.

Sesizarea apariţiei pauzelor modulate, efectuată de poarta ŞI *20* din figura 3, este necesară pentru analiza calităţii ciclului. De aceea s-a prevăzut legătura la bara „pauze modulate", care apare în schema din figura 5.

b) *Analizorul calităţii ciclului.* Pentru analiza calităţii ciclului se face abstracţie de durata pauzelor, considerînd corectitudinea structurii lui din punctul de vedere al numărului şi al locului pauzelor modulate în funcţie de tipul comenzii exprimate. Prin urmare trebuie stabilite următoarele:

— se codifică sau nu felul operaţiei;
— se codifică sau nu elementul comandat;
— apar sau nu codificări suplimentare.

În figura 5 se dă schema bloc a analizorului de ciclu. Numărătorul binar format din bistabilele *28—32*, împreună cu decodificatorul *33*, transformă succesiunea în timp (pe durata unui ciclu) a impulsurilor corespunzătoare poziţiei selectorului pas cu pas pe ploturile sale, într-o ordine în spaţiu, la bornele de ieşire ale decodificatorului *33*.

Bistabilele *65—95*, care memorează locul pauzelor modulate, sînt comandate prin porţile

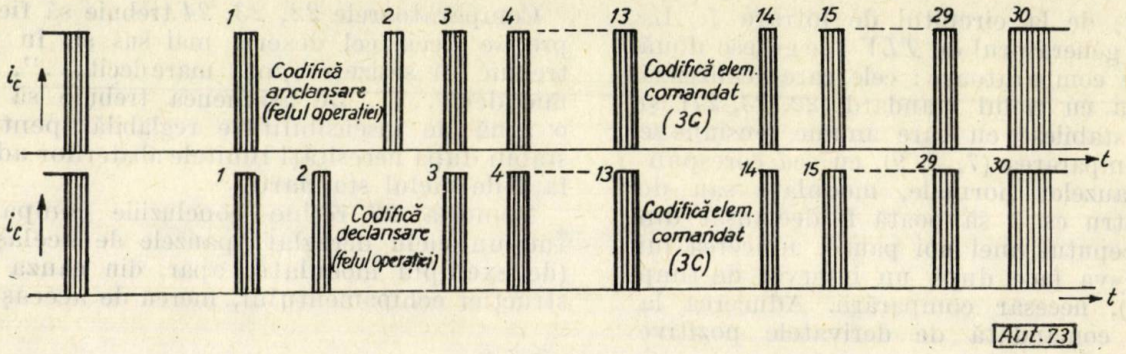


Fig. 6. Ciclu de comandă.

ŞI *34—64* care au la intrarea lor cîte o ieşire a decodificatorului şi impulsul de „pauză modulată". În acest fel se înscriu în memorie numai pauzele modulate, în locurile ce corespund plotului pe care s-a făcut modularea.

Pentru a exemplifica funcţionarea schemei se face analiza unui ciclu de telecomandă şi a unuia de cerere telemăsură.

În figura 6 se dă ciclul de impulsuri corespunzător comenzilor : „anclanşează întrerupătorul *3* (*3C*)" (fig. 6, *a*) şi „declanşează întrerupătorul *3* (*3C*)" (fig. 6, *b*). Întrerupătorului *3* îi corespunde plotul *13* pe selectoarele pas cu pas, adică perechea impuls-pauză *13* din distribuţia în timp a comenzii.

Dacă se simbolizează prin A comanda „anclanşare", prin $\overline{A}$ — absenţa ei, şi similar D — „declanşare", $\overline{D}$ — absenţa declanşării, alegerea corectă a felului operaţiei se exprimă astfel :

$$A \cdot \overline{D} + \overline{A} \cdot D.$$

Apariţia unei situaţii :

$$A \cdot D + \overline{A} \cdot \overline{D}$$

înseamnă comandă dublă (anclanşare şi declanşare simultan, $A \cdot D$) sau absenţa oricărei comenzi ($\overline{A} \cdot \overline{D}$), ceea ce duce la imposibilitatea execuţiei comenzii. În această situaţie, ciclul este incorect.

Numărul elementelor care pot fi comandate prin comenzi de tipul „anclanşare"-„declanşare", la echipamentul ETM-230 A, este 18.

Condiţia „ciclu TC corect" devine :

$$(A \cdot \overline{D} + \overline{A} \cdot D) \cdot (1C + 2C + \ldots + 18C).$$

Această expresie logică este verificată în schema din figura 5 prin porţile ŞI *96*, *97*, *107*, *108*, porţile SAU *98*, *102*, comparatorul *103*, inversorul *106* şi unele elemente auxiliare a căror importanţă se va arăta în cele ce urmează. Circuitul SAU *102* trebuie să sesizeze dacă apar simultan două sau mai multe elemente comandate, deoarece această situaţie nu este normală. La o dimensionare potrivită a rezistenţelor unui circuit SAU cunoscut, un comparator (*103*) situat la ieşirea porţii SAU *102* poate sesiza apariţia unui număr de pauze modulate diferit de 1 ($n \neq 1$). Semnalul poate lipsi şi în cazul în care nu s-a codificat nici un element comandat ($n = 0$). Pentru a distinge aceste două situaţii, se introduce bistabilul *104* şi poarta ŞI *107*. Se obţine, la ieşirea porţii ŞI *107*, expresia corectă :

$$1C + 2C + \ldots + 18C.$$

Lampa L_3 are semnificaţia : „ciclu *TC* şi *TM* corect". Această concluzie este folosită în continuare ca premisă pentru analiza stării schemei logice.

Situaţia incorectă :

$$A \cdot D + \overline{A} \cdot \overline{D}$$

este semnalizată de lampa L_1.

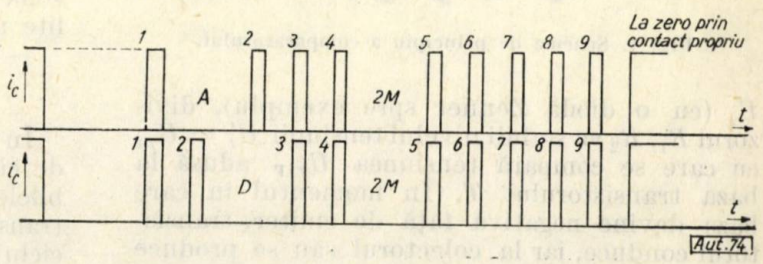


Fig. 7. Ciclu de telemăsură.

Deoarece o comandă corespunde unui singur element, partea a doua a propoziţiei de comandă — alegerea elementului comandat — se poate scrie : $1C + 2C + \ldots + 18C$.

Lampa L_2 indică situaţia : „codifică în plus".

În figura 7 este dat ciclul în cazul cererii măsurării parametrului trei şi patru din punctul telecomandat.

Procedînd similar, se verifică expresia :

$$(A \cdot D + \overline{A} \cdot D) \cdot (1M + 2M + \ldots + 6M),$$

care este condiţia logică a executării măsurii.

Concluzia „ciclu *TC* sau *TM* corect" limitează locul deranjamentului în schema de execuţie a comenzii.

2. Analizorul de avarie

Execuţia comenzii, exprimată printr-un ciclu corect, se face strict secvenţial. Aranjarea circuitelor în schema logică a echipamentului este în general de tip paralel, adică pornind de la bara (+) pentru excitarea unui releu se parcurge un circuit format din înserierea unui număr oarecare de contacte şi bobina lui. Comanda trece succesiv prin aceste „ramuri", defectarea uneia compromiţînd execuţia ei.

Constructorul şi proiectantul echipamentului alătură documentaţiei un îndrumar de depanare în care se spune că la apariţia manifestării x cauzele pot fi y, z, t etc. Din analiza schemei logice a echipamentului şi a acestui îndrumar reiese că există circuite solicitate mai intens, aproape în toate regimurile de funcţionare. Dacă în timpul depanării starea lor poate fi verificată simultan, deranjamentul poate fi localizat rapid. Supravegherea numărului necesar de circuite nu scumpeşte dispozitivul prea mult, deoarece el se poate ataşa oricărui echipament care are scoase, la un şir de cleme, punctele din schemă unde se face supravegherea.

Pentru a ilustra modul în care a fost conceput analizorul de avarie se prezintă supravegherea releului de execuţie a comenzii *REC*. În figura 8 se dă „ramura *REC*" şi cea în care se găsesc releele de recepţie a comenzii de anclanşare şi declanşare (*RA*, *RD*). După cum se vede în figura 8, releul *REC* se excită, în ipoteza unui ciclu *TC* corect, în următoarele condiţii: dacă este satisfăcută cerinţa $A \cdot \overline{D} + \overline{A} \cdot D$

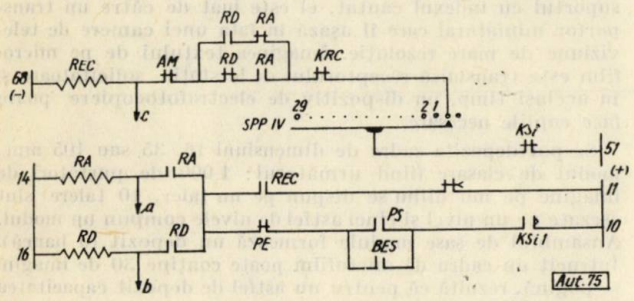


Fig. 8. Circuitul releului de recepţie a comenzii REC.

şi dacă releul de anulare a măsurii *AM*, releul de control al numărului comenzilor *KRC* (la un ciclu corect nu se excită) şi releul de control al sincronismului *KSi* sînt dezexcitate şi dacă selectorul pas cu pas se află pe plotul zero de repaus. Sînt posibile următoarele deranjamente :

— nu se automenţine *RA* sau *RD* deşi au fost excitate ;

— contactul normal închis al releului *KSi* se închide în urma dezexcitării releelor *RA* sau *RD* ;

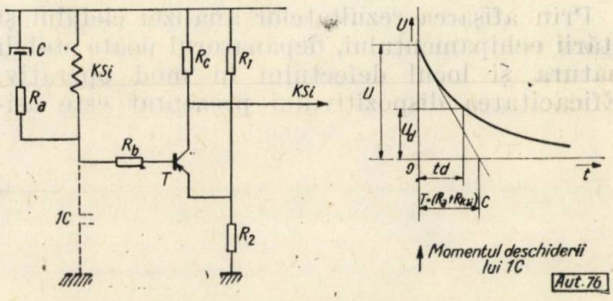


Fig. 9. Temporizarea releului de control al sincronismului KSi.

— circuitul 51—68 prezintă defecte (contacte murdare, fire rupte etc.).

Verificarea automenţinerii releelor *RA*, *RD* se face prin prezenţa tensiunii în punctele „*a*" şi „*b*" din figura 8. Releul *KSi* este temporizat după schema din figura 9.

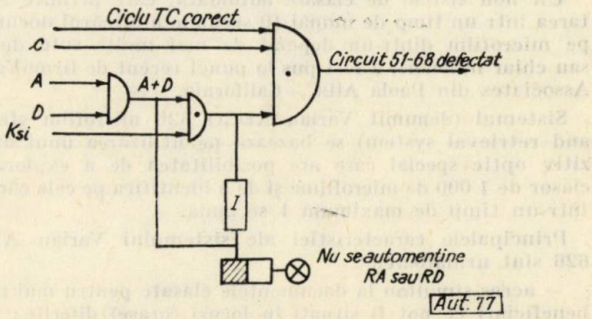


Fig. 10. Exprimarea condiţiei logice „circuit 51—68 defectat".

După întreruperea circuitului bobinei releului *KSi*, condensatorul *C* se descarcă pe rezistenţa releului şi rezistenţa R_a care limitează curentul de încărcare a capacităţii. Cînd tensiunea pe releu scade la valoarea tensiunii de dezexcitare U_d, contactul normal închis din circuitul *51—68* se închide. Sesizînd acest moment, la colectorul transistorului *T* din figura 9, se poate determina momentul în care ar trebui să apară tensiunea pe plotul zero al cîmpului *IV* al selectorului pas cu pas (*IV SPP* din figura 8).

Dacă „ciclul *TC* este corect" şi releele *RA* sau *RD* se automenţin şi releul *KSi* s-a dezexcitat şi nu apare tensiune în punctul „*c*" din figura 8, „circuitul *51—68* este defectat". Această concluzie apare la ieşirea porţii ŞI din figura 10.

Se poate proceda similar în toate punctele importante ale schemei, cunoscînd funcţionarea echipamentului şi impunînd condiţiile logice ale funcţionării circuitului supravegheat.

3. Concluzii

Prin afişarea rezultatelor analizei ciclului şi stării echipamentului, depanatorul poate stabili natura şi locul defectului în mod operativ. Eficacitatea dispozitivului prezentat este asigurată de posibilitatea utilizării lui la orice echipament din aceeaşi serie.

BIBLIOGRAFIE

[1] Felea, I. şi colectiv. *Circuite cu tranzistoare în industrie*, vol. 2. Proiectare, scheme. Bucureşti, Editura tehnică, 1964.

[2] Boconcios, R., Diaconescu, I. *Voltmetre electronice*. Bucureşti, Editura tehnică, 1967.

[3] Andreescu, R. *Generatoare de semnal*. Bucureşti, Editura tehnică, 1967.

Noutăţi din domeniul aparaturii de automatizare şi de prelucrare a datelor

Sistem de clasare şi extragere automată

Un nou sistem de clasare automată, care permite selectarea într-un timp de numai 10 secunde a oricărui document pe microfilm dintr-un depozit de mai multe sute de mii sau chiar milioane, a fost pus la punct recent de firma Varian Associates din Paola Alta — California.

Sistemul (denumit Varian ADCO 626 microfilm storage and retrieval system) se bazează pe utilizarea unui dispozitiv optic special care are posibilitatea de a explora un clasor de 1 000 de microfilme şi de a identifica pe cele căutate într-un timp de maximum 1 secundă.

Principalele caracteristici ale sistemului Varian ADCO 626 sînt următoarele:

— acces simultan la documentele clasate pentru mai mulţi beneficiari ce pot fi situaţi în locuri (oraşe) diferite;

— transmiterea instantanee a imaginii la orice număr de posturi solicitatoare, cu posibilitatea obţinerii de copii;

— clasare, extragere şi actualizare complet automată;

— funcţionare cu sisteme de transmisie prin cablu, prin microunde sau pe linii telefonice existente;

— sistemul de clasare poate fi extins modular cu module ce pot cuprinde de la 50 000 la 1 500 000 de pagini;

— extinderea capacităţii de înmagazinare a informaţiei la mai multe milioane sau chiar bilioane de pagini nu afectează timpul de extragere;

— deşi funcţionarea menţionată nu implică dispozitive de calcul, sistemul 626 poate fi conectat la orice calculator modern, fără a reclama necesităţi suplimentare de software;

— la oricare dintre terminale, se pot obţine, în 10 secunde, copii ale documentelor selectate la preţ competitiv cu cel al copiilor date de dispozitivele convenţionale;

— sistemul 626, în configuraţia sa de bază, poate înmagazina pînă la 9 milioane de pagini, necesitînd pentru aceasta inclusiv toate instalaţiile, un spaţiu de numai 5% faţă de acela al unui depozit obişnuit pentru aceeaşi cantitate de informaţie;

— indexarea documentelor se poate efectua folosind orice principiu, nefiind necesare metode speciale de codificare;

— echipamentele periferice sînt simple, sistemul fiind economic şi flexibil, ceea ce îl face apt pentru orice organizaţie economică sau industrială;

— afişarea documentelor se face pe ecrane de televiziune cu o rezoluţie corespunzătoare la 1 225 de linii;

— nu sînt necesare instalaţii speciale de aer condiţionat, alimentarea se face la reţeaua de 220 V c.a. şi este asigurată protejarea totală a documentelor clasate.

Avantajele tehnice şi economice menţionate se datorează aplicării unor dispozitive ingenioase, bazate pe utilizarea de sisteme de reglare numerică care elimină necesitatea unui calculator central. Sistemul constituie un patent.

Calculele economice au arătat că înmagazinarea unei pagini de informaţii în sistemul 626 costă numai 1/500 în raport cu memorarea de către un calculator a aceloraşi cantităţi de informaţie.

Adresarea la sistemul optic de explorare se face cu ajutorul unei claviaturi pe care se bate numărul documentului ce trebuie extras. Pentru aceasta se dirijează un cap de citire cu fotodiodă către depozitul de documente clasate pe microfilm şi se explorează indexele în cod binar existente pe muchiile suporturilor de informaţie. Atunci cînd este selectat suportul cu indexul căutat, el este luat de către un transportor miniatural care îl aşază în faţa unei camere de televiziune de mare rezoluţie. Imaginea textului de pe microfilm este transmisă receptorului de la staţia solicitatoare şi în acelaşi timp, un dispozitiv de electrofotocopiere poate face copiile necesare.

Se pot depozita cadre de dimensiuni 16, 35 sau 105 mm, modul de clasare fiind următorul: 1 000 de purtători de imagine pe microfilm se dispun pe un taler, 10 talere sînt aşezate pe un nivel şi cinci astfel de nivele compun un modul. Ansamblul de şase module formează un depozit (o bancă). Întrucît un cadru de microfilm poate conţine 30 de imagini — pagină, rezultă că pentru un astfel de depozit capacitatea totală este de 9 milioane de pagini.

Pentru fiecare nivel este prevăzut cîte un cap de explorare care funcţionează independent de celelalte şi fiecare dintre capete este dotat cu sistem de transmisie şi cameră de televiziune proprie.

În figura 1 se poate vedea claviatura de adresare şi dispozitivul de afişare.

Producţia sistemului Varian ADCO 626 a început în 1970 şi livrarea este prevăzută pentru 1971.

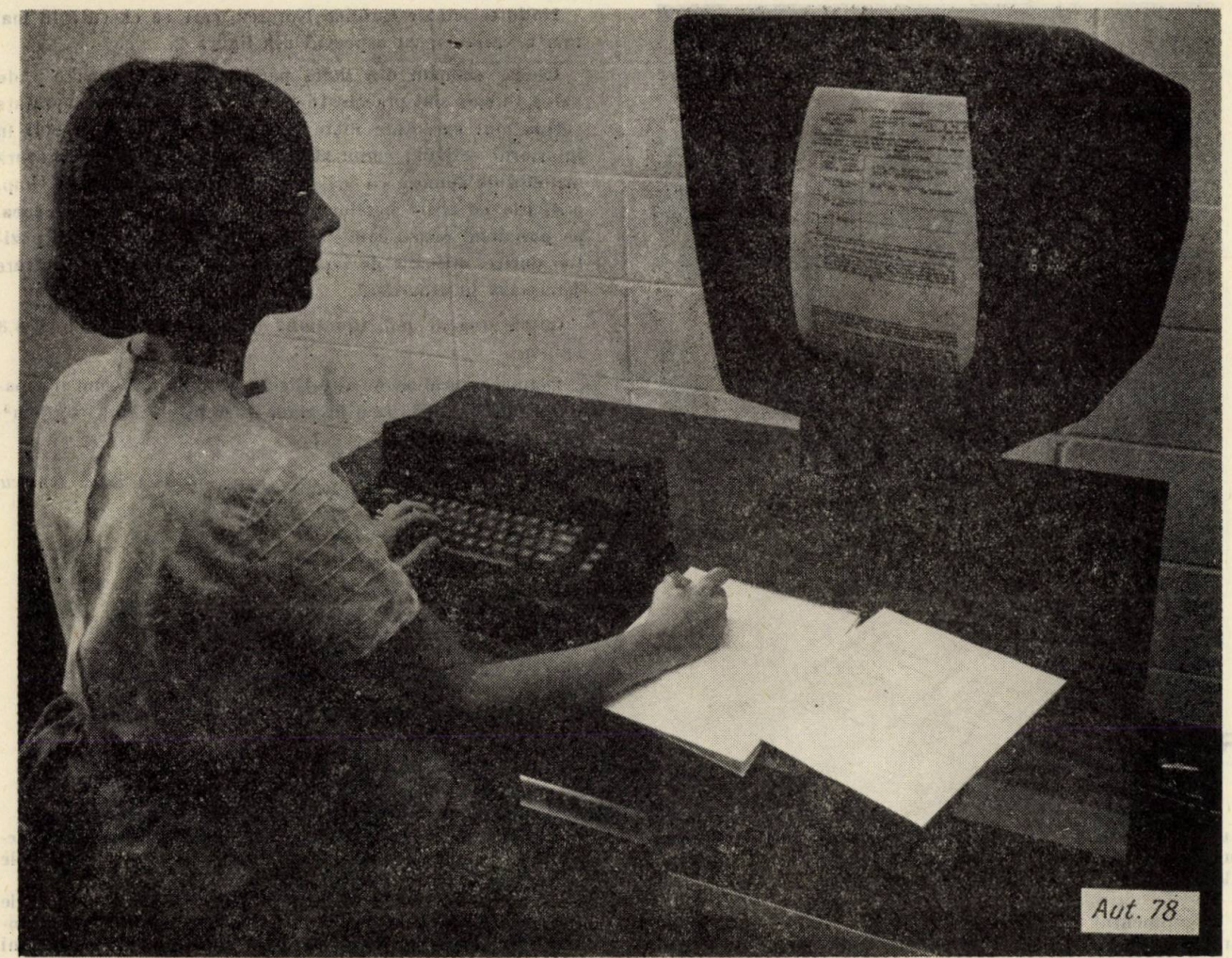


Fig. 1

Module fluidice de preț redus

Firma C. A. Norgren din Anglia a introdus în fabricație o nouă serie de module fluidice cu 60% mai ieftine decît cele precedente, ceea ce face ca sistemele fluidice să devină competitive ca preț cu sistemele electromecanice, electronice sau pneumatice utilizate în automatizarea mașinilor-unelte și a altor mecanisme.

În noua serie, din care se pot vedea cîteva module în figura 1, circuitele fluidice au fost simplificate apreciabil, camerele și canalele sînt gravate numai pe o singură placă, fiecare element este prevăzut cu cîte patru orificii de intrare și patru de ieșire în loc de două și, printr-o calibrare adecvată, a fost eliminată problema acordării impedanțelor. De asemenea este asigurată o filtrare mai bună a aerului.

Funcțiunile îndeplinite de elementele NICI, în noua serie, de elemente fluidice sînt realizate de elemente ȘI-NU.

Aceeași firmă produce comutatoare fluidice cu 10 poziții destinate montării pe panourile de control al aerului comprimat folosit în circuitele fluidice. Aceste comutatoare selectoare pot fi utilizate de o manieră similară cu cele electrice, permițînd efectuarea unei serii de operații într-o anumită ordine sau pornirea unor programe corespunzătoare unui sistem de comandă numerică cu elemente fluidice. Ele pot primi semnale de la surse separate, pe care să le transfere în diverse părți ale unui circuit fluidic sau la un dispozitiv

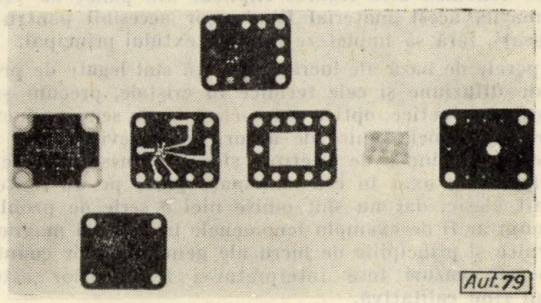


Fig. 1

de numărare. Prin asamblarea mai multor asemenea comutatoare se asigură transferul semnalelor la numărător către coloanele : unități, zeci, sute etc.

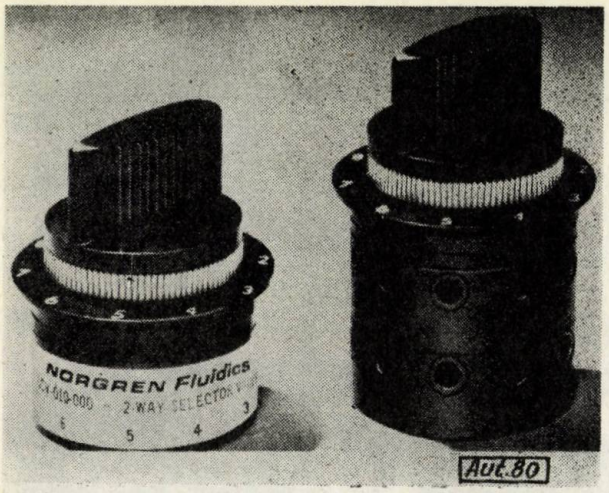


Fig. 2

Noile selectoare fluidice Norgren, care se execută în mai multe variante, au aspectul din figura 2.

Ele se compun din două părţi principale: un corp de valvă în care sînt practicate orificiile şi un disc pe suprafaţa căruia sînt executate nişte canale. Discul se poate roti în interiorul corpului comutatorului, putînd pune în legătură orificiul de admisie cu oricare dintre ieşiri. În acelaşi timp, orificiile de ieşire neselectate sînt obturate. De asemenea, pe parcursul rotirii comutatorului în vederea ocupării poziţiei dorite, orificiile de ieşire sînt obturate şi cel de intrare debuşează în atmosferă.

Comutatoarele pot funcţiona la presiuni de pînă la 8,8 kgf/cm².

Diametrul echivalent al orificiilor este de 1,27 mm şi capacitatea de scurgere, la o presiune diferenţială de 0,7 kgf/cm², este de 21 l/min.

Gabriel Ionescu

RECENZII

Iu. K. Şalabutov. **Introducere în fizica semiconductorilor** (Vvedeniie v fiziku poluprovodnikov). Leningrad, Akademia Nauk SSSR, 1969, 292 pag.

În momentul de faţă, cînd există o serie de lucrări excelente consacrate fizicii semiconductorilor, se pune fără îndoială de la bun început problema utilităţii lucrării de faţă. Spre deosebire de alte lucrări de specialitate, care se axau fie pe o tratare fizică a fenomenului, fie pe o expunere matematică a conceptelor de bază, cartea lui Şalabutov încearcă o îmbinare armonioasă a acestor două extreme.

Fără a excela în prezentarea sau explicarea unor fenomene noi din teoria semiconductorilor, fapt reflectat şi de bibliografia lucrării, autorul a izbutit în cea mai mare parte să atingă obiectivul pe care şi l-a propus. Astfel, tratarea subiectului se efectuează mai ales din punct de vedere fizic, o serie de relaţii şi formule fiind prezentate fără demonstraţii pentru a facilita cursivitatea expunerii şi pentru a feri cititorul de lungi incursiuni bibliografice. În acelaşi timp, fiecare fenomen este riguros explicat din punct de vedere matematic, acest material fiind uşor accesibil pentru cei interesaţi, fără să împieteze asupra textului principal.

Reperele de bază ale lucrării de faţă sînt legate de procesele de difuziune şi cele termice în cristale, precum şi de fenomenele cinetice, optice şi fotoelectrice în semiconductori. Dintre problemele omise de autor, pot fi evidenţiate cele legate de emisiunea de electroni şi de luminescenţă. Textul principal este axat în cea mai mare parte pe un material devenit clasic, dar nu sînt omise nici o serie de probleme noi, cum ar fi de exemplu fenomenele în cîmpuri magnetice puternice şi principiile de lucru ale generatoarelor cuantice. În aceste cazuri însă interpretarea fenomenelor este în primul rînd calitativă.

Din punctul de vedere al formei de prezentare, materialul lucrării este împărţit în două părţi distincte. Prima parte tratează, pe baza metodelor oferite de mecanica cuantică, diverse reţele cristaline şi, legate de acestea, proprietăţile corpului solid. Din cele trei capitole pe care le înglobează această parte a lucrării, mai interesant este ultimul, care se referă la: defectele termice, viteza de deplasare a defectelor, difuziunea în corpul solid, precum şi fenomenele de polarizare în corpuri solide.

Partea a doua este împărţită în opt capitole. Capitolele 4 şi 5 prezintă materialul pregătitor pentru capitolul 6 („Conductibilitatea semiconductorilor") şi nu oferă cititorului nimic nou, în afara modului personal de abordare a problemelor. Pe baza ecuaţiei lui Schrödinger şi a repartizărilor Maxwell-Boltzmann şi Fermi-Dirac, sînt discutate diverse aspecte ale repartizării electronilor în corpul solid pe stări energetice, în cazul echilibrului termic. De remarcat modul interesant de tratare a paragrafului 8, capitolul 5 („Determinarea grafică a nivelului potenţialului chimic") şi a paragrafului 5, capitolul 6 („Determinarea lăţimii zonei interzise şi a energiei de ionizare după dependenţa de temperatură a conductibilităţii electrice").

Ultimele cinci capitole sînt cele mai importante, exceptînd poate capitolul 7, care tratează prea sumar fenomenele termoelectrice în semiconductori. Astfel, capitolul 8 este consacrat fenomenelor magnetice (diamagnetism, paramagnetism, feromagnetism şi antiferomagnetism) în corpul solid. Cele mai interesante sînt însă paragrafele 6 („Fenomene de rezonanţă magnetică în semiconductori") şi 7 („Fenomene în cîmpuri magnetice puternice"). Efectului Hall, fenomenelor termomagnetice şi galvanometrice le este consacrat capitolul 9.

Fenomenele de contact în semiconductori sînt tratate în capitolul următor, iar ultimul capitol abordează fenomenele de interacţiune a semiconductorilor cu radiaţiile. În cadrul acestui capitol este remarcabilă tratarea rezervată efectului Gunn.

Privită în ansamblu, lucrarea de faţă este fără îndoială utilă (mai ales în lipsa unei lucrări similare în limba română) atît fizicienilor cît şi inginerilor. Cercul de cititori poate fi lărgit pe seama studenţilor din ultimii ani ai facultăţilor de fizică, electronică, automatică şi electrotehnică şi pe seama celor care, avînd cunoştinţe sumare în domeniul matematicii, ar dori să se familiarizeze cu progresele electronicii cauzate de apariţia tranzistorului.

A. Silard

D. A. Pospelov. **Automate probabilistice**. Moscova, Energhia, 1970, 88 pag.

Autorul, cunoscut prin preocupările sale cu privire la circuitele de comutaţie deterministe („Metode logice de analiză şi sinteză a schemelor", Moscova, 1968) a evoluat apoi către studiul sistemelor cu comportare aleatorie („Jocuri şi automate", Moscova, 1966), iar acum prezintă una dintre primele lucrări unitare cu privire la automate aleatorii.

Preocupările cu privire la automatele aleatorii au apărut şi s-au dezvoltat o dată cu teoria sistemelor, studiul structurilor biologice, studiul siguranţei de funcţionare a sistemelor şi problemele de reglaj automat pentru obiecte insuficient descrise matematic.

Deşi încă la început, teoria automatelor aleatorii a dezvoltat două direcţii de preocupări: teoria abstractă a automatelor aleatorii (în care se studiază problemele de echivalenţă a automatelor, reprezentarea evenimentelor în automate aleatorii, probleme algebrice legate de modelarea lor etc.) şi teoria structurală a automatelor aleatorii (în care se studiază problemele de analiză şi sinteză a automatelor aleatorii, studiul comportării lor în medii reale, soluţionarea problemelor legate de siguranţa în funcţionare etc.). Lucrarea de faţă prezintă diverse rezultate obţinute în teoria de structură a automatelor aleatorii. În linii generale se prezintă ideile, rezultatele principale, omiţîndu-se demonstraţiile ori de cîte ori acest lucru nu afectează înţelegerea corectă a problemelor sau aplicarea judicioasă a rezultatelor. Se fac însă numeroase referinţe la lucrări în care apar detaliat aceste demonstraţii.

În primul capitol se definesc automatele aleatorii prin mulţimea intrărilor X, mulţimea stărilor Y, mulţimea ieşirilor Z şi repartiţia probabilităţilor de tranziţie T. În capitolul 2 se prezintă sistemele care realizează o transformare a repartiţiilor de probabilităţi, sisteme realizate din circuite combinaţionale.

În capitolul 3 se prezintă automatele aleatorii autonome. Se dau exemple de aplicare ale metodelor de sinteză a acestor automate pe baza cunoaşterii matricei probabilităţilor de tranziţie.

În capitolul 4 se prezintă automatele probabilistice neautonome care realizează transformări ale repartiţiilor de probabilităţi.

În capitolul 5 se abordează problema minimizării automatelor aleatorii.

Cu capitolul 6 se trece la o nouă categorie de probleme şi anume studiul automatelor aleatorii cu structură variabilă, utilizate din ce în ce mai frecvent drept modele pentru procesele instruibile.

În capitolul 7 se prezintă aplicaţiile automatelor aleatorii cu structură variabilă în procesele de automatizare. Se examinează printre altele, cu titlul de exemplu, utilizarea acestor automate în controlul automat al stopurilor pentru circulaţia rutieră şi în schemele de comutaţie ale centralelor telefonice automate.

În capitolul 8 se studiază automatele aleatorii în legătură cu evaluarea stabilităţii funcţionale (şi a siguranţei) a automatelor deterministe.

Prezentată într-un stil clar şi cursiv, sucesiunea ideilor este logică şi uşor abordabilă chiar unui cititor nefamiliarizat cu problemele automatelor aleatorii. Omiterea unor demonstraţii nu este cîtuşi de puţin supărătoare ci, din contra, dă o linie de continuitate în prezentarea faptelor esenţiale, iar exemplele contribuie şi mai mult la însuşirea ideilor prezentate.

Folosind un aparat matematic uzual, familiar inginerilor cu preocupări legate de circuitele de comutaţie, autorul reduce la strictul necesar cunoştinţele de statistică matematică şi calculul probabilităţilor pe care subiectul tratat le reclamă în mod necesar.

Din lipsă de spaţiu, probabil, nu sînt abordate cîteva modele tipice de automate aleatorii printre care: modelul liniar de automat instruibil a lui Bush-Mosteller şi perceptronul.

Privită în ansamblu, lucrarea aduce o contribuţie interesantă într-un domeniu în care lipsesc monografiile şi lucrările de sinteză, iar lucrările bibliografice menţionate (la care se fac frecvente trimiteri în text) pot conduce la adîncirea domeniului atît de bogat în aplicaţii pe care îl constituie teoria automatelor aleatorii.

Al. C. Popovici

DOCUMENTARE

Rumberg, J. **Parametrii de proiectare pentru tiristoarele de putere**. În: Electronic engineering, febr 1970, p. 40—43, 11 fig.

Pe exemplul tiristoarelor fabricate la Siemens se discută caracteristicile şi valorile parametrilor de bază ai tiristoarelor de putere. Se menţionează că, în prezent, tiristoarele de putere sînt fabricate pentru tensiuni de pînă la 2 700 V şi curenţi de aproximativ 600 A.

Caracteristicile principale ale tiristoarelor sînt împărţite în două categorii: statice şi dinamice (de comutaţie). Pentru fiecare dintre caracteristicile discutate este relevată influenţa temperaturii.

Dintre parametrii statici sînt discutaţi: tensiunile directe şi inverse de străpungere, caracteristica voltamperică $I = f(u)$, caracteristicile de intrare $I_G = f(u_G)$, precum şi caracteristicile de amorsare. Se menţionează că toate tiristoarele de putere produse de firma Siemens se pot amorsa la un curent de poartă I_{GT} sub 300 mA şi la o tensiune u_{GT} sub 2 V. Se menţionează unele particularităţi legate de amorsarea tiristoarelor conectate în serie şi paralel. De asemenea, se discută dependenţa tensiunii anodice de amorsare u_{BO} de curentul de comandă I_{GT}.

În ceea ce priveşte caracteristicile de comutaţie, se menţionează că timpul de întîrziere la amorsarea tiristoarelor este cuprins între 0,2 şi 1 000 μs în funcţie de amplitudinea curentului de comandă I_{GT}. Se arată că, în cazul legării tiristoarelor în serie, o diferenţă de 2 pînă la 5 μs între timpii de întîrziere ai tiristoarelor poate provoca suprasarcini şi în final, distrugerea tiristoarelor. Acelaşi lucru este valabil pentru conexiunea în paralel a tiristoarelor, cînd are loc o creştere rapidă a curentului. În aceste circuite se folosesc curenţi de comandă I_{GT} cu o pantă de 1 pînă la 3 A pe microsecundă.

Un alt parametru este valoarea critică $\frac{di}{dt}$. Se arată că valorile curente ale acestui parametru, în cazul tiristoarelor Siemens, sînt de 20—50 A/μs, dar există şi exemplare cu 100 A/μs. În ceea ce priveşte valoarea critică $\frac{du}{dt}$ se arată că, pentru tiristoarele Siemens fabricate în serie, valorile curente sînt de 20—50A/μs la 115°C (110°C), dar există tipuri speciale cu valori critice de 500 V/μs. Se menţionează acţiunea grupurilor de protecţie LRC.

În încheiere se discută doi parametri importanţi: timpul de stingere şi timpul de revenire (restabilire). Se menţionează influenţa temperaturii şi a tehnologiei de fabricaţie asupra acestor parametri ai tiristoarelor de putere.

A. S.

Rollet, J. M. **Metoda celor două canale pentru măsurarea la frecvenţe înalte a factorului de amplificare în curent al transistoarelor.** În: Proc. IEE, v. 117, nr. 2, feb 1970, p. 327—337.

A fost elaborată o metodă pentru măsurarea amplificării de curent de scurtcircuit a transistoarelor în conexiune cu emitorul comun, la frecvenţe în domeniul 10—500 MHz. Măsurarea este efectuată prin compararea tensiunilor a două canale paralele, dintre care unul conţine tranzistorul şi un atenuator etalon; la echilibru, amplificarea tranzistorului este echivalentă cu atenuarea atenuatorului. Precizia absolută care se poate obţine este în limitele ± 0,1 dB, dar în practică este limitată de calitatea atenuatoarelor existente la circa ± 0,2 dB. Metoda este adecvată fie pentru măsurători de precizie, fie pentru o indicaţie „da-nu" a încadrării într-o specificaţie dată. Metoda a fost concretizată în două variante de aparate, o variantă pentru o singură frecvenţă şi o variantă cu bandă largă. Varianta pentru o singură frecvenţă permite utilizarea de transistoare cu conexiuni lungi şi nu impune practic nici o limită superioară a alimentării de curent continuu. Versiunea cu bandă largă este în mod inevitabil mai puţin precisă, ca rezultat al capacităţii parazite dintre terminalul bazei şi masă; dacă capacitatea parazită este privită ca o parte integrantă a tranzistorului, precizia nu este mult mai scăzută decît cea a variantei pentru o singură frecvenţă. Alimentarea de curent continuu în versiunea cu bandă largă este aplicată prin rezistenţe care pot limita curentul maxim admisibil.

D. N.

Runtal, P. F. ş.a. **Blocuri de comandă pentru tiristoare.** În Tehniceskiie sredstva i sistemî avtomatiki, vîpusk 10, 1969, p. 49—65, 10 fig., 1 ref. bibl.

Autorii au proiectat şi experimentat trei circuite distincte pentru comanda tiristoarelor. Primul grup de scheme foloseşte ca circuit de bază un generator de relaxare al cărui element principal este un tiristor. Al doilea grup de scheme, care înglobează două variante distincte, foloseşte ca circuit de bază un monostabil. Schema-bloc a celui de al doilea grup de circuite cuprinde, în ordine, următoarele etaje: formator de impulsuri de amorsare (de tact), circuit monostabil (de o concepţie originală), repetor pe emitor şi un formator de impulsuri cu etaj final pentru atacul porţii tiristoarelor.

Peste jumătate din materialul lucrării este consacrat unui studiu aprofundat şi multilateral al coeficienţilor de transfer ai blocurilor de comandă studiate, o atenţie deosebită fiind acordată problemelor legate de existenţa în lanţul de comandă a circuitului monostabil. Ca rezultat direct al investigaţiilor efectuate, este prezentată caracteristica statică a blocurilor de comandă studiate, $\alpha = f(U_{intrare})$, pentru ambele grupuri de scheme. Caracteristica statică a blocului de comandă care foloseşte ca circuit de bază generatorul de relaxare cu un tiristor este pronunţat neliniară, fiind deosebit de sensibilă la valori mici ale semnalului de intrare; la valori mari ale acestui semnal, blocul este practic insensibil. O caracteristică statică similară are şi una dintre variantele blocului de comandă care foloseşte ca circuit de bază un monostabil. Caracteristica statică a celeilalte variante de bloc de comandă cu circuit monostabil este practic liniară.

Enumerînd la sfîrşitul lucrării problemele care nu au fost atinse în timpul investigaţiilor efectuate, autorii recomandă ca o concluzie firească, continuarea experimentărilor legate de elucidarea problemelor puse de diversele variante de blocuri de comandă pentru tiristoarele existente în prezent. Ar fi indicat, după părerea autorilor, să se acorde prioritate unor astfel de probleme, cum ar fi influenţa diverşilor factori asupra coeficienţilor de transfer ai bocurilor, studiate într-o strînsă interdependenţă cu problemele stabilităţii şi fiabilităţii acestor circuite de comandă.

A. S.

Mauersberger, Chr. **Posibilităţile de calcul ale grupurilor RC de protecţie a tiristoarelor la suprasarcini.** În: Elektrie 24, 1970, nr. 1, p. 10—12, 12 fig., 5 ref. bibl.

Sînt examinate circuite care folosesc efectul cumulării de sarcină; grupuri *RC* pentru limitarea supratensiunilor în transformatoarele ce lucrează în gol şi grupuri *LR* pentru protecţia la supratensiuni ce provin din reţea.

Autorul a pornit de la premise cunoscute, folosind o serie de relaţii utile, deduse anterior pentru calculul inductanţelor de protecţie din anodul tiristoarelor şi pentru determinarea valorilor *R* şi *C* din grupurile de protecţie *RC* conectate în paralel pe tiristoare. În acest context este discutat aşanumitul „Trägerstaneffekts".

Pentru cazurile concrete menţionate mai sus s-au obţinut relaţii analitice de calcul pentru valorile *L*, *R*, *C*. După cum era de aşteptat, valorile elementelor depind de o serie de date concrete de lucru, mai ales de frecvenţă şi de tensiunea maximă a tiristoarelor.

Oscilogramele obţinute în cadrul investigaţiilor experimentale (tensiune anod-catod U_a—k pe tiristoare, tensiunea maximă a reţelei etc.) demonstrează eficacitatea protecţiilor folosite, scoţînd totodată la iveală o serie de efecte secundare, datorite în special prezenţei grupurilor complexe *L*, *R*, *C*. Influenţa frecvenţei asupra tensiunilor pe grupurile *L*, *R*, *C* este relevată de un grafic riguros fundamentat.

A. S.

Abonaţi-vă

la revistele:

CONSTRUCŢIA DE MAŞINI

AUTOMATICA şi ELECTRONICA

ELECTROTEHNICA

Costul unui abonament:

CONSTRUCŢIA DE MAŞINI

individual 70 lei, pentru întreprinderi 150 lei (12 apariţii anual)

ELECTROTEHNICA

individual 30 lei, pentru întreprinderi 100 lei (12 apariţii anual)

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

individual 30 lei, pentru întreprinderi 100 lei (6 apariţii anual)

Abonamentele se pot face zilnic la casieria redacţiei din str. Măndineşti nr. 3, Bucureşti, sectorul IV — sau prin mandat poştal pe adresa: Oficiul de documentare şi publicaţii tehnice al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini, Bucureşti, str. Măndineşti nr. 3, sectorul IV, în contul de virament nr. 30.06.03.00 BNRSR—filiala sector I.

INFORMAŢII SUPLIMENTARE SE OBŢIN LA TELEFON 13.90.87

RECOMANDĂRI PENTRU AUTORI

1. Lucrările care pot fi prezentate spre publicare sînt: de importanță generală, tehnico-științifice speciale, teoretice sau experimentale, tehnice obișnuite, prezentarea unor realizări pe linia protecției muncii (dispozitive proiectate în acest scop etc.).

2. Lucrările vor fi axate pe aducerea la îndeplinire a sarcinilor trasate de Directivele Congresului al X-lea al P.C.R. privind îndeosebi introducerea tehnicii noi, ridicarea calității produselor, reducerea prețului de cost, creșterea productivității muncii. Legătura cu practica muncii de cercetare, proiectare, învățămînt, producție este condiția esențială pe care trebuie să o îndeplinească tema tratată. Lucrările de sinteză sau de discuție să se refere la probleme noi și actuale, de interes general. Articolele interesînd industria vor cuprinde considerații privind eficiența economică a soluțiilor. Se recomandă ca articolele să conțină propuneri de viitor.

3. Verificarea experimentală se impune ca necesitate de prim ordin la lucrările care se pretează la asemenea verificări.

4. Lucrările care au mai fost publicate integral sau parțial nu pot fi trimise redacției spre publicare.

5. Un scurt rezumat fixînd premisele de la care s-a pornit, problema studiată și cadrul în care este tratată, nedepășind 4 — 5 rînduri, va fi anexat lucrării.

6. În introducere se încadrează problema în preocupările generale ale disciplinei și în preocupările producției; de asemenea se arată scopul lucrării, subliniindu-se contribuția autorului. Tratarea va trebui să fie unitară, permițînd înțelegerea fără dificultăți a problemelor. Se vor evita introduceri sau demonstrații voluminoase; de asemenea, se va evita repetarea în text a ceea ce poate fi găsit în literatura publicată sau poate fi redat intuitiv prin materialul grafic — ilustrativ, tabele etc.

7. Concluziile vor concentra rezultatele obținute cu indicarea limitei de valabilitate și aplicațiile posibile.

8. Citarea literaturii de specialitate este obligatorie pentru afirmațiile luate din alte lucrări și care nu sînt în general cunoscute.

9. Dezvoltările matematice vor fi limitate la cele absolut necesare înțelegerii raționamentului.

10. Se recomandă o atenție deosebită scrierii formulelor conform STAS. Indicii și exponenții se vor scrie mai mici decît baza și așezați mai jos sau mai sus decît baza. Se vor scrie, de asemenea cu grijă literele majuscule, minuscule sau cele rusești, grecești, germane, cifrele romane etc.

11. Lista bibliografică se va întocmi cuprinzînd lucrările la care se referă textul (cum și figuri, sau tabele), atît cele speciale, cît și cele generale. Se vor indica toate datele în transcrieri originale. Pentru cărți: numele complet, prenumele prescurtat, titlul complet (eventual și tradus, în paranteză), ediția, editorul, locul editurii, anul. Pentru articole: numele complet, prenumele prescurtat, titlul complet original (eventual și tradus, în paranteză), revista, volumul, numărul și anul, paginile.

12. Scrisul la mașină al articolelor este recomandat cu insistență, exceptîndu-se lucrările scrise caligrafic.

Se scrie pe o singură pagină (față), la două rînduri (2 000 semne de pagină). Se recomandă 6 — 8 pagini dactilografiate.

13. Nu se admite trimiterea concomitentă a textului la alte publicații.

14. Articolele se trimit cu o notă însoțitoare pe adresa redacției. În notă se vor indica: titlurile, funcțiile, localitatea și adresa domiciliului, numărul de telefon.

15. Lucrările executate în cadrul diverselor instituții sau organizații vor purta aprobarea acestora pentru publicare.

16. Corecturile se vor face după normele tipografice în vigoare. Corecturile trimise autorilor vor fi înapoiate în maximum 48 ore de la primire. Nu se admit modificări în corectură față de manuscris.

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 534.321.9 : 621.38.049
Стере Р. и *Жипа К.:*
Электронный генератор с положительной обратной связью движения для получения ультразвуковых колебаний.
Automatica şi Electronica 15, № 1, янв.–февр. 1971 г., стр. 1–8

Описывается генератор, запроектированный и осуществленный для получения ультразвуков при помощи магнитострикционного ферритного вибратора.

ДК 621–52 : 681.32
Чянгэ Ем. и *Бивол И.:*
Экспериментальное исследование управления комплексными процессами, с применением автоматов для выявления положений.
Automatica şi Electronica 15, № 1, янв.–февр. 1971 г., стр. 8–12

Приводятся результаты экспериментального исследования автоматического управления кмплексными установками, в условиях неполных априорных информаций в связи с характеристикой этих установок.

ДК 621.313.323 : 621–523.8 : 621.316.726
Мику Ем.:
Эквивалентная система второго порядка синхронного двигателя с частотным управлением.
Automatica şi Electronica 15, № 1, янв.–февр. 1971 г., стр. 12–16

Исходя из передаточной функции синхронного двигателя с частотным управлением, устанавливается эквивалентная система второго порядка, к которой может быть приведен двигатель при изменении момента сопротивления на валу.

ДК 681.325.6 : 518
Кун Юлиа:
Синтез линейных последовательных цепей.
Automatica şi Electronica 15, № 1, янв.–февр. 1971 г., стр. 17–22

Этот синтез осуществляется при помощи метода теории граф.

ДК 621.311.2 : 681.325.6 : 621.382.3
Порцяну М.:
Синтез цепей для логического транзисторизированного управления выключателями электростанций.
Automatica şi Electronica 15, № 1, янв.–февр. 1971 г., стр. 22–27

Указанный выше процесс синтеза приводит к получению цепей включения и отключения непосредственно в ИЛИ-НЕ с транзисторами и сопротивлением.

ДК 621.319.4:621.3.019.3
Добреску Д. Н.:
Планы проверки акцептации партий изделий с точки зрения надежности работы. Применение к конденсаторам стирофлекс.
Automatica şi Electronica 15, № 1, янв.–февр. 1971 г., стр. 27–31

Метод определения количества деталей, подлежащих испытанию у производителя с тем расчетом, чтобы при приемке проведенной заказчиком, количество забракованных деталей было меньше заданного количества.

ДК 681.325.6 : 621.38.049–181.4
Маринеску Н.:
Анализ комплексных цепей TTL. Статическая характеристика.
Automatica şi Electronica 15, № 1, янв.–февр. 1971 г., стр. 32–37

Рассматривается статическая характеристика комплексных цепей TTL без запоминающего устройства.

ДК 621.398 : 621–523.8
Соран И.:
Автоматический анализ телемеханического оборудования типа ETM-230 A.
Automatica şi Electronica 15, № 1, янв.–февр. 1971 г.,стр. 37–42

Описывается приспособление, предназначенное для сокращения времени отыскания и устранения неисправности упомянутого оборудования.

КРАТКАЯ ИНФОРМАЦИЯ 42
РЕЦЕНЗИИ 44
ДОКУМЕНТАЦИЯ 45

INHALTSVERZEICHNIS

DK 534.321.9 : 621.38.049
Stere R. und *Jipa C.* :
Electronische Generator mit positiver Bewegungsreaktion zur Erzeugung des Ultraschalls.
Automatica şi Electronica 15, H. 1, Jan–Febr 1971, S. 1–8

Es wird ein schon entworfener und verwirklichter Generator beschrieben, der dazu bestimmt ist Ultraschall mittels eines magnetostriktiven Ferritvibrators zu erzeugen.

DK 621–52 : 681.32
Ceangă Em. und *Bivol I.* :
Versuchsforschungen bzgl. Steuerung der komplexen Prozesse durch Verwendung von Automaten, welche die Feststellung der Situation ermöglichen.
Automatica şi Electronica 15, H. 1, Jan–Febr 1971, S. 8–12

Angegeben werden die Ergebnisse der Versuchsforschungen bzgl. der automatischen Steuerung von komplexen Anlagen in der Annahme unvollständiger Angaben über die Eigenheiten dieser Anlagen.

DK 621.313.323 : 621–523.8 : 621.316.726
Micu Em. :
Das Aequivalenzsystem 2. Ordnung beim Synchronmotor der durch die Frequenz gesteuert wird.
Automatica şi Electronica 15, H. 1, Jan–Febr 1971, S. 12–16

Ausgehend von der Uebertragungsfunktion des durch Frequenz gesteuerten Synchronmotors, wird das Aequivalenzsystem 2. Ordnung bestimmt, zu dem der Motor im Fall der Aenderung des Belastungsdrehmoments gebracht wird.

DK 681.325.6 : 518
Kun Iulia :
Die Synthese der Linearsequenzkreise.
Automatica şi Electronica 15, H. 1, Jan–Febr 1971, S. 17–22

Verwirklicht wird diese Synthese durch Anwendung der Graphentheorie.

DK 621.311.2 : 681.325.6 : 621.382.3
Porţeanu M. :
Die Synthese der Kreise zur logischen transistorisierten Steuerung der Schalter aus Zentralen und elektrischen Stationen.
Automatica şi Electronica 15, H. 1, Jan–Febr 1971, S. 22–27

Der beschriebene Synthesevorgang führt zur Bildung der Einschalt- und Ausschaltstromkreise unmittelbar in NOR mit Transistoren und Widerständen.

DK 621.319.4 : 621.3.019.3
Dobrescu D. N. :
Prüfungsplane zur Annahme von Erzeugnissen hinsichtlich ihrer Betriebssicherheit. Anwendung bei Styroflex-Kondensatoren.
Automatica şi Electronica 15, H. 1, Jan–Febr 1971, S. 27–31

Eine Methode zur Bestimmung der jenigen Stückzahl von Erzeugnissen, die vom Erzeuger geprüft werden muss, welche nach der Prüfung durch den Abnehmer einen Ausschuss ergibt, der unter einem gegebenen Wert bleibt.

DK 681.325.6 : 621.38.049–181.4
Marinescu N. :
Die Untersuchung der integrierten TTL-Kreise. Statische Merkmale.
Automatica şi Electronica 15, H. 1, Jan–Febr 1971, S. 32–37

Man untersucht die statischen Merkmale der integrierten TTL-Kreise ohne Informationsspeicher.

DK 621.398 : 621–523.8
Soran I. :
Die automatische Untersuchung des Betriebes von Telemechanik-Ausrüstungen der Type ETM-230 A.
Automatica şi Electronica 15, H. 1, Jan–Febr 1971, S. 37–42

Man beschreibt eine Vorrichtung, die dazu bestimmt ist, die Zeit der Instandsetzung der genannten Ausrüstungen zu kürzen.

NEUES 42
BUCHBESPRECHUNGEN 44
REFERATE 45

CONTENTS

DC 534.321.9 : 621.38.049

Stere R. and *Jipa C.* :

Ultrasonic positive reaction electronic generator.

Automatica şi Electronica 15, nr. 1, jan–febr 1971, p. 1–8

The paper describes a generator for production of ultrasonics by means of a ferrite magnetostrictive vibrator, devised and built by the authors.

DC 621–52 : 681.32

Ceangă Em. and *Bivol I.* :

Experimental research in automatic control of complex processes carried out with automatic machines instructed to make out situations.

Automatica şi Electronica 15, nr. 1, jan–febr 1971, p. 8–12

The authors describe the results of experimental research in the problem of automatic control of complex installations when only incomplete, a priori information on these installations is available.

DC 621.313.323 : 621–523.8 : 621.316.726

Micu Em. :

Equivalent second order system of frequency controlled synchronous motors.

Automatica şi Electronica 15, nr. 1, jan–febr 1971, p. 12–16

Starting from the actuating transfer function of a frequency controlled synchronous motor, the author establishes the equivalent second order system to which the motor can be geared down when the shaft load torque varies.

DC 681.325.6 : 518

Kun Iulia :

Synthesis of linear sequential circuits.

Automatica şi Electronica 15, nr. 1, jan–febr 1971, p. 17–22

The synthesis is achieved using the methods of the graph theory.

DC 621.311.2 : 681.325.6 : 621.382.3

Porţeanu M. :

Synthesis of circuits for logical transistorised control of switches employed in electric central stations and power stations.

Automatica şi Electronica 15, nr. 1, jan–febr 1971, p. 22–27

The described synthesis process permits to obtain direct switching in and switching out into NOR-circuits with transistors and resistances.

DC 621.319.4 : 621.3.019.3

Dobrescu D. N. :

Checking safe functioning of products to be shipped to user Check method for styroflex capacitors.

Automatica şi Electronica 15, nr. 1, jan–febr. 1971, p, 27–31

A method due to establish the number of pieces that are to be checked by the producer with a view of reducing to a minimum the number of pieces turned down when the user checks and takes delivery of the goods.

DC 681.325.6 : 621.38.049–181.4

Marinescu N. :

Analysis of TTL integrating circuits. Static characteristics.

Automatica şi Electronica 15, nr. 1, jan–febr 1971, p. 32–37

The paper examines the static characteristics of TTL integrating circuits without memory.

DC 621.398 : 621–523.8

Soran I. :

Automatic analysis of the operation ETM-230 A type telemechanic equipment.

Automatica şi Electronica 15, nr. 1, jan–febr 1971, p. 37–42

The author presents a device due to cut down repairing and adjusting time in telemechanic equipment.

NEWS 42

BOOK REVIEW 44

DOCUMENTATION 45

SOMMAIRE

CD 534.321.9 : 621.38.049

Stere R. et *Jipa C.* :

Générateur électronique à réaction positive de mouvement pour la production des ultrasons.

Automatica şi Electronica 15 no. 1, jan.–févr. 1971, p. 1–8

On décrit un générateur, dont les projets ont été élaborés et qui a été réalisé ; il est destiné à produire des ultrasons à l'aide d'un vibrateur magnétostrictif en ferrite.

CD 621–52 : 681.32

Ceangă Em. et *Bivol I.* :

Recherches expérimentales concernant la commande des processus complexes en utilisant des appareils automatiques instruibles pour la reconnaissance des situations.

Automatica şi Electronica 15, no. 1, jan.–févr. 1971, p. 8–12

On présente les résultats des recherches expérimentales concernant le problème de la conduite automatique des installations complexes, dans les conditions de certaines informations à-priori incomplètes se rapportant aux caractéristiques de ces installations.

CD 621.313.323 : 621–523.8 : 621.316.726

Micu Em. :

Le système équivalent de l'ordre II du moteur synchrone commandé par fréquence.

Automatica şi Electronica 15, no. 1, jan.–févr. 1971, p. 12–16

Prenant comme point de départ la fonction de transfert du moteur synchrone commandé par fréquence, on établit le système équivalent de l'ordre II auquel peut être réduit le moteur lors de la variation du couple résistant à l'axe.

CD 681.325.6 : 518

Kun Iulia :

La synthèse des circuits en séquences linéaires.

Automatica şi Electronica 15, no. 1, jan–févr. 1971, p. 17–22

On réalise cette synthèse en utilisant les méthodes de la théorie des graphes.

CD 621.311.2 : 681.325.6 : 621.382.3

Porţeanu M. :

La synthèse des circuits pour la commande logique transistorisée des interrupteurs dans les centrales et les stations électriques.

Automatica şi Electronica 15, no. 1, jan.–févr. 1971, p. 22–27

Le processus de synthèse décrit mène à l'obtention des circuits d'enclanchement et de désenclanchement direct dans les NI à transistors et à coupe-circuits.

CD 621.319.4 : 621.3.019.3

Dobrescu D. N. :

La planification pour la vérification de l'acceptation des lots de produits, du point de vue de la sûreté pendant le fonctionnement. Application aux condensateurs styroflex.

Automatica şi Electronica 15, no. 1, jan.–févr. 1971, p. 27–31

Une méthode destinée à établir le nombre de pièces que le producteur doit essayer afin que lors de la réception effectuée par le bénéficiaire, le nombre des pièces refusées soit plus petit qu'un nombre donné.

CD 681.325.6 : 621.38.049–181.4

Marinescu N. :

L'analyse des circuits intégrés TTL. Caractéristiques statiques.

Automatica şi Electronica 15, no. 1, jan.–févr. 1971, p. 32–37

On examine les caractéristiques statiques des circuits intégrés TTL sans mémoire.

CD 621.398 : 621–523.8

Soran I. :

L'analyse automatique du fonctionnement des équipements de téléméeanique de type ETM-230 A.

Automatica şi Electronica 15, no. 1, jan.–févr. 1971, p. 37–42

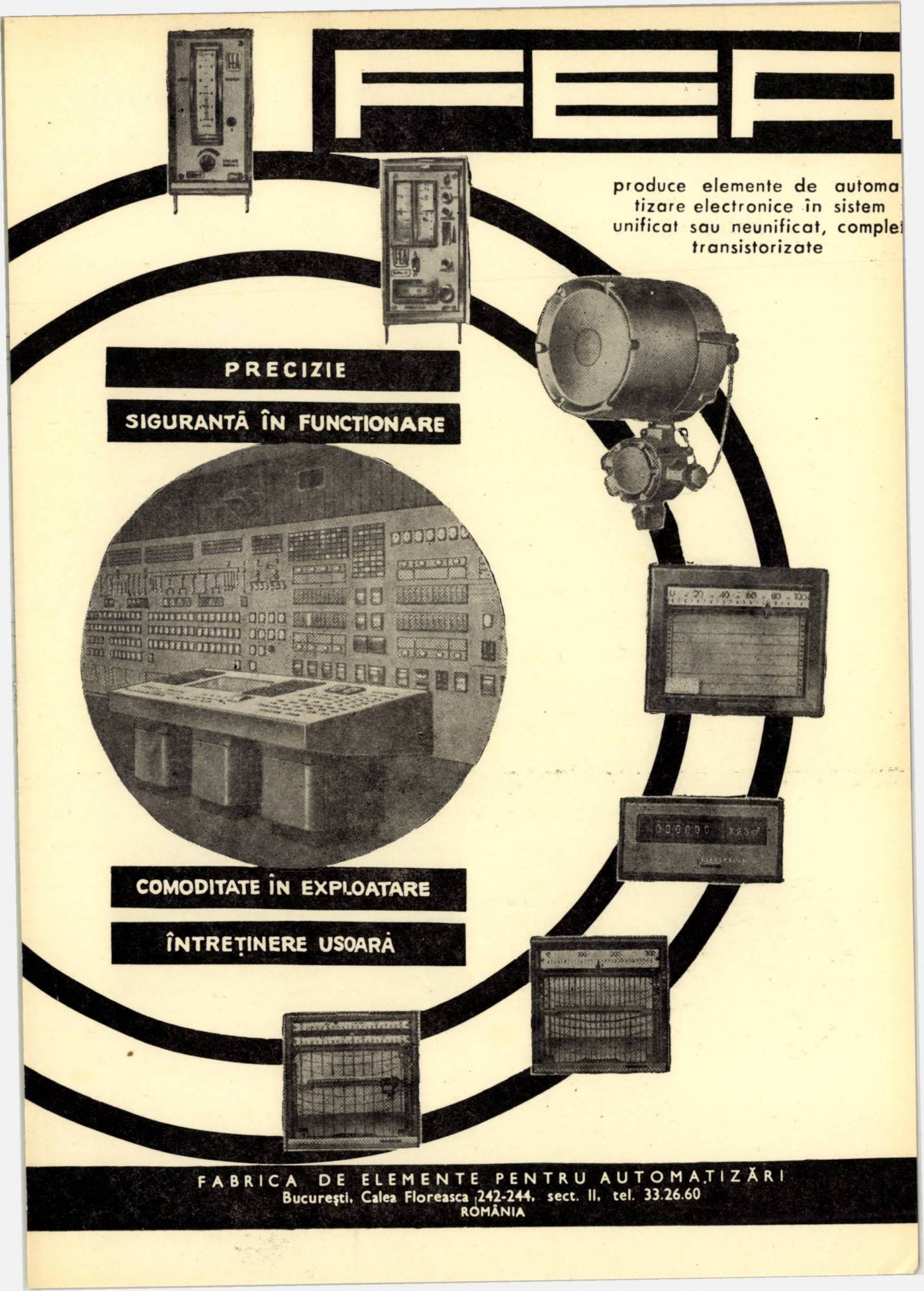
On présente un dispositif destiné à réduire la durée du dépannage et de mise au pont des équipements mentionnés

NOUVEAUTES 42

COMPTES RENDUS 44

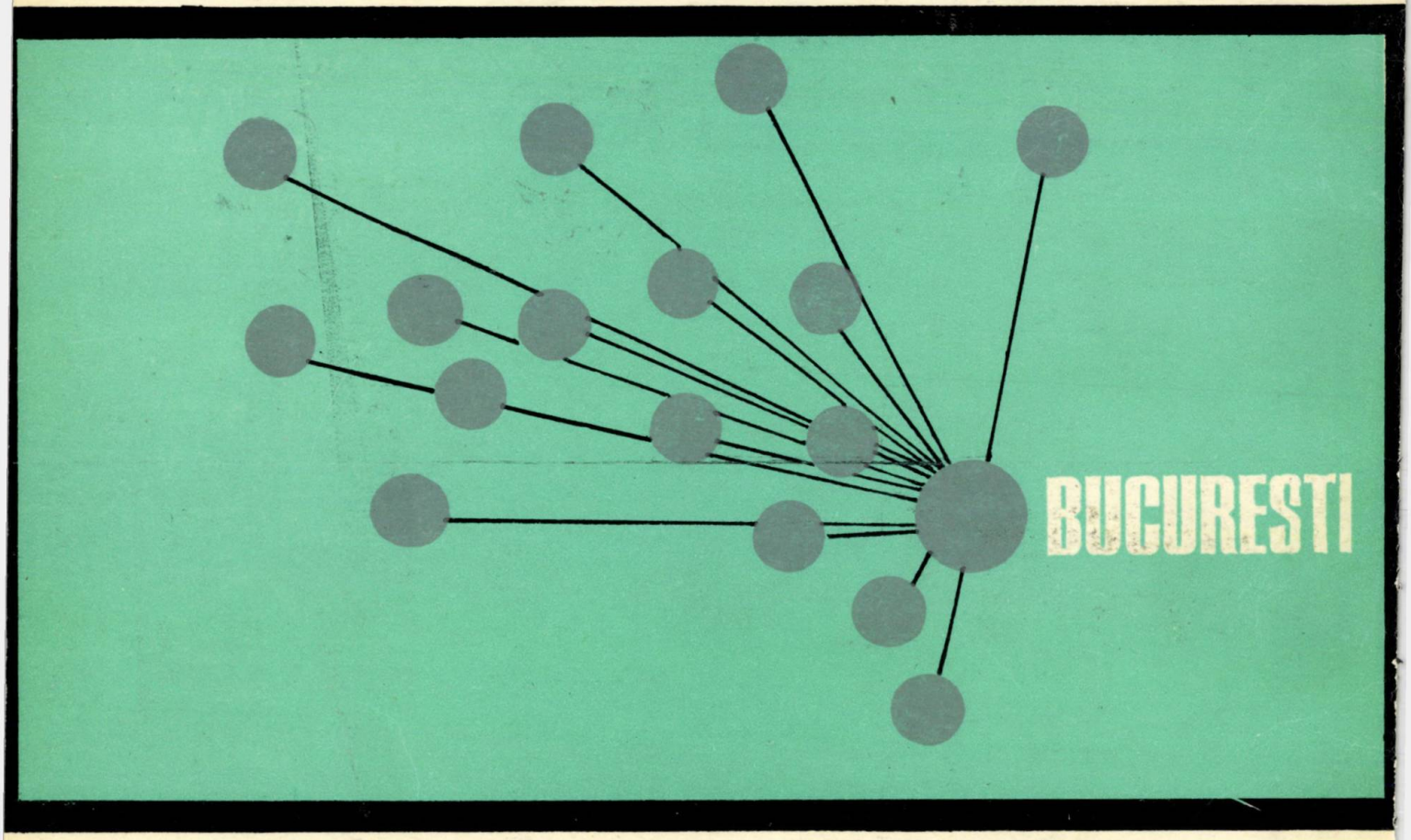
DOCUMENTATION 45

MŰSZAKI KÖNYVTÁR

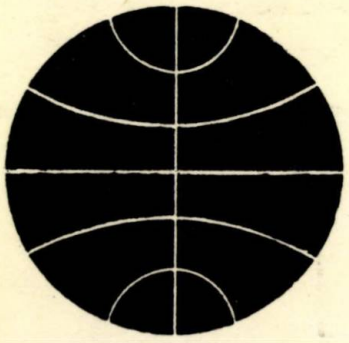

FEA
produce elemente de automa-
tizare electronice în sistem
unificat sau neunificat, complet
transistorizate
PRECIZIE
SIGURANTĂ ÎN FUNCTIONARE
COMODITATE ÎN EXPLOATARE
ÎNTREȚINERE USOARĂ
FABRICA DE ELEMENTE PENTRU AUTOMAȚIZĂRI
București, Calea Floreasca 242-244, sect. II, tel. 33.26.60
ROMÂNIA

N'oubliez pas DE RENOUVELER VOTRE ABONNEMENT À LA REVUE POUR L'ANNÉE 1971. ADRESSEZ-VOUS À CETTE FIN SOIT DIRECTEMENT À

LIBRI—P.O.B 134—135, BUCAREST/ROUMANIE,



soit aux entreprises suivantes:



BULGARIE
Hemus
Bul. Russki 6 — Sofia

TCHÉCOSLOVAQUIE
Artia ve Smeckach 30 — Prague I

R. D. ALLEMANDE
Deutscher Buch Exp. u. Import
Leninstrasse 16, Leipzig 701

POLOGNE
Ruch. Ul. Wronia 23 — Varsovie

U.R.S.S.
Mejdunarodnaia Kniga
Moscou — G 200

GRANDE BRETAGNE
Collet's Holdings Ltd.
Denington Estate
Wellingborough Northants

AUTRICHE
Globus Buchvertrieb
Salz Gries 16 — Vienne XX

FRANCE
Messageries de la Presse Parisienne
111 Rue Réaumur — Paris 2

R. F. D'ALLEMAGNE
Kubon et Sagner
8 München 34

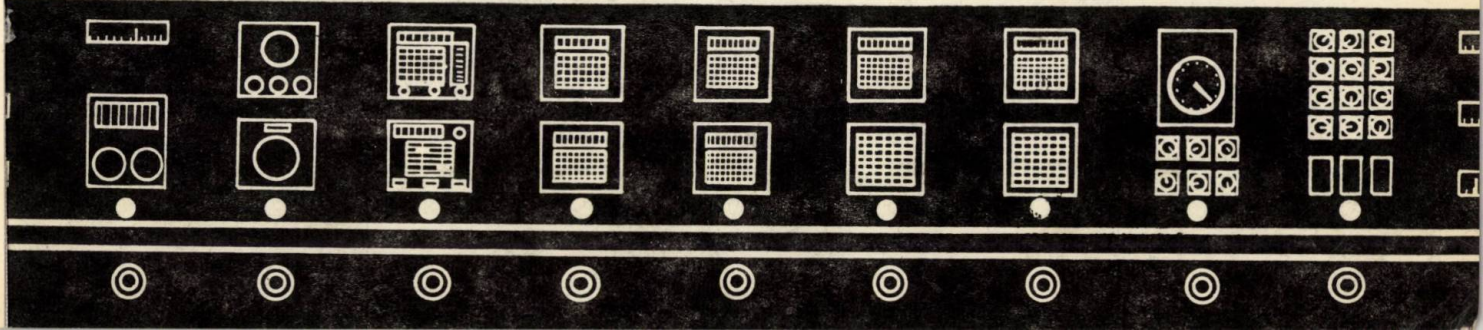
1971 MAR 2 6

E 2551

AUTOMATICA și ELECTRONICĂ

2

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA ● BUCUREȘTI ● VOLUMUL 15 ● Nr. 2 ● MARTIE — APRILIE 1971



i p r s βbăneasa

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI — BĂNEASA
STR. EROU IANCU NICOLAE NR. 32, ROMÂNIA BUCUREŞTI II TELEFON 33.38.30 - TELEX 011203 CONT VIRAMENT 300.60.200 BNRSR S. II.

PIESE RADIO

Rezistoare cu peliculă de carbon
Rezistoare bobinate
Termistoare
Condensatoare polistiren
Condensatoare poliester metalizat
Condensatoare hîrtie metalizată
Condensatoare hîrtie, pentru echipament auto
Condensatoare hîrtie, pentru startere
Condensatoare hîrtie, pentru antiparazitare
Condensatoare hîrtie, pentru telefonie
Condensatoare electrolitice normale
Condensatoare electrolitice miniatură
Condensatoare ceramice
Cablaje imprimate

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

Tranzistoare cu germaniu de joasă frecvenţă
— de mică putere
— de medie putere
— de putere
Tranzistoare cu germaniu de înaltă frecvenţă
— de mică putere
— drift
Tranzistoare de putere
Diode de semnal şi comutaţie cu contact punctiform
Diode redresoare cu germaniu
Diode redresoare cu siliciu
— de mică putere
— de putere
Diode stabilizatoare de tensiune cu siliciu, de mică putere
Fotodiode cu germaniu

Vă rugăm să consultaţi cataloagele noastre.
Cabinetul tehnic, telef. 33.38.30/152.

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI — BĂNEASA
CABINETUL TEHNIC ● STR. EROU IANCU NICOLAE NR. 32 ● BUCUREŞTI ● SECTORUL 2

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

vol. 15 (1971) nr. 2 (martie—aprilie) p. 49—96

CUPRINS

CZ 621 : 681.3.06

Sprînceană N. şi *Dobrescu R.* :

Consideraţii privind limbajele de programare utilizate în industria constructoare de maşini.

Automatica şi Electronica 15, nr. 2, mart-april 1971, p. 49—56

Se prezintă succint principalele limbaje de programare automată a maşinilor-unelte.

CZ 621.316.722.1

Moldoveanu C. :

Procedee pentru îmbunătăţirea performanţelor surselor de alimentare stabilizate.

Automatica şi Electronica 15, nr. 2, mart-april 1971, p. 56—61

Se expun procedee simple pentru obţinerea unor valori ideale pentru factorul de stabilizare al surselor de tensiune stabilizată.

CZ 681.3.04

Goilav Em. :

Relaţie de echivalenţă între reprezentarea informaţiilor cu simboli duali şi ca funcţii de timp.

Automatica şi Electronica 15, nr. 2, mart-april 1971, p. 61—65

Se exprimă echivalenţa dintre codurile reprezentate dual şi prin funcţii de timp.

CZ 621—525 : 621—85 :518.4

Florea S. şi *Stănescu A. M.* :

Grafe de semnal în analiza circuitelor pneumatice de joasă putere.

Automatica şi Electronica 15, nr. 2, mart-april 1971, p. 65—74

Se descrie o metodă de calcul pentru analiza şi sinteza circuitelor pneumatice de automatizare şi tehnica calculului.

CZ 621.3.018.756 : 539.1.074

Poenaru D. N. :

Calculul impulsurilor electrice date de detectoare cu semiconductoare ca răspuns la radiaţii nucleare.

Automatica şi Electronica 15, nr. 2, mart-april 1971, p. 74—78

Metoda de calcul expusă porneşte de la distribuţia numărului de perechi electron-gol produse prin ionizare şi de la legea de variaţie a cîmpului electric de colectare.

CZ 621.951 :621—526.001.13

Reus N. :

O metodă nouă de proiectare logică a automatelor secvenţiale asinerone.

Automatica şi Electronica 15, nr. 2, mart—april 1971, p. 78—82

O metodă de sinteză pentru un automat care comandă o maşină de găurit.

CZ 621.313.042.2.001.57 : 681.31

Spinei F. şi *Necula Maria-Ana* :

Modelarea pătrunderii cîmpului magnetic în tole feromagnetice pe un calculator analogie.

Automatica şi Electronica 15, nr. 2, mart—april 1971, p. 83—88

Fenomenul pătrunderii este descris de o ecuaţie cu derivate parţiale, întîlnită şi în termodinamică.

CZ 681.335.4 : 681.325.6

Beloiu D. :

Dependenţa performanţelor sumatoarelor paralele de factorul de piramidare al circuitelor.

Automatica şi Electronica 15, nr. 2, mart—april 1971, p. 88—92

Se prezintă o metodă optimă de structurare a unui sumator paralel.

CZ 621.314.2

Mureşan T. :

Circuit de întîrziere comandat prin tensiune.

Automatica şi Electronica 15, nr. 2, mart—april 1971, p. 92—95

Proiectarea unui convertor tensiune-durată.

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621 : 681.3.06

Спрынчеянэ Н. и *Добреску Р.:*

К вопросу языков программирования, применяемых в машиностроении.

Automatica şi Electronica 15, N 2, 49–56

Дается краткое описание языков, применяемых при автоматическом программировании станков.

ДК 621.316.722.1

Молдовяну К.:

Способы улучшения показателей стабилизированных источников питания.

Automatica şi Electronica 15, N 2, 56–61

Приводятся простые способы получения идеальных значений для коэффициента стабилизации источников стабилизированного напряжения.

ДК 681.3.04

Гойлав Ем.:

Эквивалентная зависимость между представлением информаций с двойственными символами и как функции времени.

Automatica şi Electronica 15, N 2, 61–65

Выражается зависимость между кодами с двойственным представлением и функциями времени.

ДК 621–525 : 621–85 : 518.4

Флоря С. и *Стэнеску А. М.:*

Графы сигналов в анализе пневматических цепей низкой мощности.

Automatica şi Electronica 15, N 2, 65–74

Описывается метод расчета для анализа и синтеза пневматических цепей автоматизации и техника расчета.

ДК 621.3.018.756 : 539.1.074

Поенару Д. Н.:

Расчет электрических импульсов, поступающих от полупроводниковых детекторов как ответ на ядерные излучения.

Automatica şi Electronica 15, N 2, 74–78

Приведенный метод расчета основывается на распределении числа пар-электрон-пустота возникших при ионизации, и на законе изменения электрического коллекторного поля.

ДК 621.951 : 621–526.001.13

Реус Н.:

Новый метод логического проектирования асинхронных последовательных автоматов.

Automatica şi Electronica 15, N 2, 78–82

Синтезный метод для автомата, предназначенного для управления сверлильным станком.

ДК 621.313.042.2.001.57 : 681.31

Спинеи Ф. и *Некула Мария-Анна:*

Моделирование проникновения магнитного поля в ферромагнитные пластины на аналоговой вычислительной машине.

Automatica şi Electronica 15, N 2, 83–88

Явление проникания описано уравнением частичных производных, встречаемым также и в термодинамике.

ДК 681.335.4 : 681.325.6

Белоиу Д.:

Зависимость показателей параллельных суммирующих устройств от пирамидального коэффициента цепей.

Automatica şi Electronica 15, N 2, 88–92

Описывается оптимальный метод структурирования параллельного суммирующего устройства.

ДК 621.314.2

Мурешан Т.:

Запаздывающая цепь, управляемая посредством напряжения.

Automatica şi Electronica 15, N 2, 92–95

Проектирование преобразователя напряжение-длительность.

AUTOMATICA şi ELECTRONICA

REVISTĂ TEHNICO-ŞTIINŢIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ŞI TEHNICĂ NUCLEARA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Vol. XV (pag. 49 — 96) **nr. 2, martie — aprilie** **Bucureşti, 1971**

Conf. dr. ing. N. SPRÎNCEANĂ, şi asist. ing. R. DOBRESCU

Consideraţii privind limbajele de programare utilizate în industria constructoare de maşini

Continua perfecţionare a materialelor utilizate în industria constructoare de maşini, complexitatea suprafeţelor şi a corpurilor prelucrate în procesul uzinării, ridică tot mai des probleme — uneori de nerezolvat — pentru sectoarele de prelucrare prin aşchiere dotate cu maşini clasice de prelucrat. Pe de altă parte, automatizarea complexă a proceselor de producţie solicită forme superioare de organizare a întregului flux tehnologic caracterizat printr-un grad înalt de productivitate, flexibilitate, capacitate de determinare automată a unui număr tot mai mare de parametri ai procesului etc.

Aceste deziderate, în actuala etapă de dezvoltare a ştiinţei şi tehnicii, sînt satisfăcute de maşinile-unelte cu comandă după program şi anume de maşinile-unelte cu comandă numerică (C.N.).

Dintre avantajele oferite de maşinile-unelte cu comandă numerică citäm : productivitatea foarte înaltă, posibilitate de aplicare a proceselor automate de lucru în fabricaţia de serie mică, mijlocie sau chiar de unicate, cicluri de fabricaţie reduse, eliminarea subiectivismului în execuţia repetată a unui reper, optimizarea regimurilor tehnologice, creşterea preciziei de prelucrare şi deci a calităţii produselor etc.

Multiplele posibilităţi ale maşinilor-unelte cu comandă numerică fac indispensabilă folosirea unei forme de programare foarte simplă.

În esenţă, prin noţiunea generală de programare a unei maşini-unelte cu comandă numerică se înţelege efectuarea următoarelor operaţii distincte :

— alcătuirea unui plan de lucru pe baza informaţiei dimensionale şi a datelor tehnologice conform secvenţelor de lucru ;

— sistematizarea după anumite reguli a acestor date în aşa fel încît să se permită reprezentarea simbolică a informaţiilor ;

— codificarea printr-un dispozitiv auxiliar a manuscrisului în clar, pentru obţinerea programului în formă definitivă : cartele, benzi perforate.

Operaţia de programare poate fi efectuată atît manual, cît şi automat [1], [2].

În cazul unei programări manuale, programatorul transpune conţinutul desenelor şi al fişelor tehnologice (cote, toleranţe, traiectorii, regimuri) în indicaţii privind comanda tuturor organelor mobile şi a elementelor de execuţie cu care sînt echipate maşinile-unelte, astfel ca la executarea acestor comenzi să se obţină piesa uzinată în condiţiile prescrise.

În linii mari, etapele programării manuale sînt următoarele

— alegerea tipului de prelucrat şi a sculelor necesare pentru fiecare etapă a uzinării ;

— recalcularea cotelor desenului în funcţie de modul de fixare a piesei, de tipul şi dimensiunile sculelor prelucrătoare, ţinînd seamă de eventualele corecţii (corecţia de zero, corecţia de rază a sculei) ;

— stabilirea succesiunii operaţiilor şi a poziţiilor de lucru ;

— stabilirea regimurilor de lucru (diagrame de viteze, avansuri, grosimi ale şpanului, limitări de sarcină etc.) ;

— retranscrierea acestor date, sub formă de instrucţiuni, într-un cod şi format compatibile cu cititorul maşinii-unelte cu C.N.

În figura 1 este reprezentată schema bloc a programării manuale.

Din cele de mai sus rezultă că programarea manuală pentru piese mai complicate devine anevoioasă şi solicită un volum foarte mare de muncă ; o dată cu creşterea volumului de muncă, ea devine susceptibilă de erori de programare, singurul control eficient efectuîndu-se la obţinerea programului complet ; deşi maşinile-unelte cu C.N. sînt apte pentru prelucrarea unor piese oricît de complicate, progra-

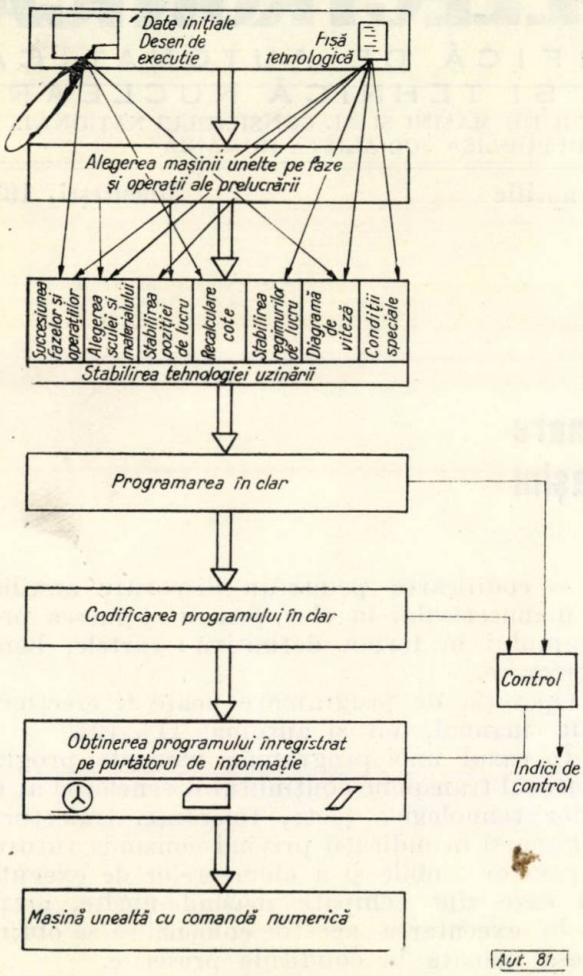


Fig. 1. Schema bloc a programării manuale.

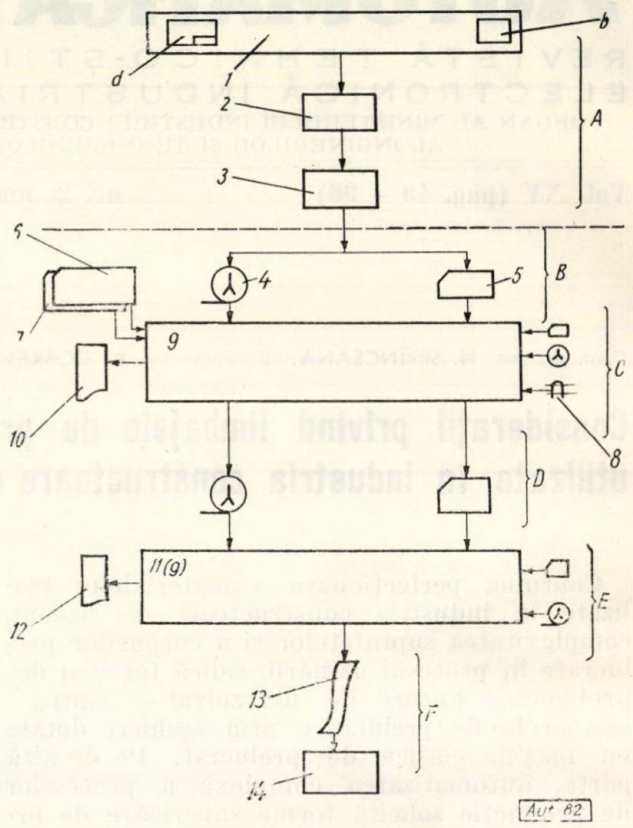


Fig. 2. Schema bloc a programării automate:

1 — date inițiale (*a* — desen de execuție; *b* — fișă tehnologică); *2* — listă de program în clar; *3* — listă de program în limbaj simbolic orientat după problemă; *4* — bandă magnetică; *5* — cartelă perforată; *6* — index material; *7* — index sculă; *8* — bare magnetice; *9* — calculator universal; *10* — listă de program în codul calculatorului; *11* — calculator universal (poate fi 9 dacă prelucrarea programului se face cu două treceri); *12* — listă de program orientat după mașină; *13* — bandă perforată; *14* — mașină — unealtă. *A* — pregătirea programului; *B* — înregistrarea programului; *C* — elaborarea și înregistrarea programului procesor; *D* — program în codul calculatorului; *E* — elaborarea și înregistrarea programului post-processor; *F* — program complet orientat după mașină.

marea manuală a acestora limitează posibilitățile lor.

Dezvoltarea rapidă a calculatoarelor și pătrunderea lor în domeniile cele mai avansate ale tehnicii au creat premise pentru utilizarea lor în programarea automată a mașinilor-unelte cu C.N.

La programarea automată, operațiile de rutină (definiții, identificări, comparații etc.), calculele necesare pentru stabilirea traiectoriei (transformări de coordonate, distribuția unor puncte după anumite legi, unghiuri sau funcții trigonometrice, radicali etc.), calculele pentru stabilirea regimurilor de funcționare (eventual optimizării) se efectuează cu ajutorul calculatoarelor universale, ceea ce conferă metodei precizie, siguranță și rapiditate.

În figura 2 se dă schema bloc după care se desfășoară în general programarea automată, de la documentele primare — desenul de execuție și fișa tehnologică — pînă la obținerea benzii perforate.

Conducerea numerică a mașinilor-unelte și utilizarea calculatoarelor pentru programarea automată a acestora au impus apariția și dezvoltarea unor limbaje de programare specializate care să permită exprimarea informației dimensionale și tehnologice aferente uzinării pieselor pe mașini-unelte cu C.N. [3].

Pe de o parte, aceste limbaje trebuie să fie compatibile cu limbajele „înțelese" de calculatoarele utilizate (condiție pentru alegerea calculatorului și, respectiv, pentru stabilirea semanticii limbajului specializat); în cazul nostru, avînd de efectuat calcule matematice și de rezolvat probleme tehnico-științifice, se preferă FORTRANUL, uneori ALGOLUL. Pe de altă parte, aceste limbaje specializate trebuie să satisfacă cerințele ramurii industriale respective și să fie compatibile cu mașinile-unelte cu C.N.

Numărul mare de firme constructoare de mașini și particularitățile constructive și funcționale ale acestora, în ipoteza orientării limbajelor după mașină, ar fi condus la un număr mare de limbaje, ceea ce ar fi îngreuiat condițiile de exploatare la beneficiar. Aceasta a impus sistematizarea datelor de programare

şi prelucrare, precum şi a fazelor de programare, astfel încît să se asigure o independenţă relativă între program şi tipul constructiv de maşină-unealtă.

În felul acesta au fost elaborate limbaje specializate, orientate după problemă.

Aceste limbaje asigură prelucrarea informaţiei de lucru pentru toate maşinile-unelte din aceeaşi grupă tehnologică, indiferent de tipul constructiv al maşinii, printr-un program numit processor, şi transformă informaţiile obţinute în funcţie de particularităţile maşinilor-unelte printr-un program numit post-processor.

Aceste faze de elaborare a programului sînt independente şi pot fi executate în locuri diferite.

Din considerente economice, unele firme (Sundstrand, Bull-General Electric) — constructoare atît de echipamente de comandă numerică, cît şi de maşini-unelte cu C.N. — au preferat elaborarea unor limbaje specializate monobloc care au un singur program ce cuprinde ambele faze: processor şi post-processor [4], [5].

Limbajele orientate pe probleme specifice maşinilor-unelte trebuie să asigure:

— definirea de uzinări complexe sau diverse tipuri de uzinări parţiale (găurire, alezare, strunjire, frezare etc.);

— definirea de prelucrări punct cu punct, liniare, de conturare sau în volum;

— descrierea diferitelor elemente geometrice (puncte, drepte, cercuri, plane, grupări de puncte, conice, cvadrice, suprafeţe complexe etc.);

— posibilitatea de indexare a sculelor şi materialelor sistematizate în prealabil;

— specificarea unor condiţii speciale de prelucrare;

— efectuarea unor calcule şi a unor transformări geometrice;

— posibilitatea utilizării tehnicii subprogramelor;

— posibilitatea de a introduce modificări ale proceselor tehnologice de prelucrare.

Pentru o mai bună exemplificare a acestor caracteristici se va descrie pe larg limbajul de programare APT.

Acest limbaj (iniţialele de la Automatically Programmed Tool) a fost elaborat de Institutul tehnologic din Massachusetts (S.U.A.) şi a fost perfecţionat continuu, fiind unul dintre cele mai complete limbaje de programare orientate pe problemă. Pe baza acestuia au apărut şi s-au dezvoltat alte limbaje moderne.

Instrucţiunea cea mai generală a limbajului APT are următoarea formă:

ID NS — SM/Sm.

În această instrucţiune, doar Secţiunea Majoră (SM) este mereu prezentă şi poate să fie completată cu o Secţiune minoră (Sm).

Pentru programe complexe, în care o instrucţiune definită anterior trebuie repetată, se atribuie un Nume Simbolic (NS) acestei instrucţiuni, evitîndu-se, la reapelare, transcrierea în întregime a acesteia.

Pentru a uşura localizarea în memoria calcalculatorului a acestora, li se atribuie Identificatori (ID).

Limbajul conţine:

— instrucţiuni geometrice, permiţînd definirea într-o mare varietate de feluri a punctelor izolate sau grupate, a dreptelor, conicelor inclusiv cercul, a cvadricelor inclusiv sfera, conul şi cilindrul, cilindrii cu generatoare de orientare dată şi de direcţie definită prin puncte, suprafeţe riglate;

— instrucţiuni de uzinaj, permiţînd să se definească mişcări punct cu punct, parametri în legătură cu sculele, toleranţe geometrice;

— instrucţiuni complementare, care permit programatorului să precizeze condiţiile de uzinaj (viteza broşei, viteza de avans etc.).

Instrucţiunile menţionate permit programarea operaţiilor curente, iar pentru soluţionarea unor probleme speciale oferă:

— posibilităţi de calcul pentru efectuarea, pe scalari sau pe nume simbolice reprezentînd scalari, a celor patru operaţii şi ridicarea la pătrat. Se pun de asemenea la dispoziţia programatorului un număr de funcţii matematice sau logice;

— subprograme prin care se compară o expresie cu zero şi se ia în consecinţă o decizie;

— instrucţiuni multiax care permit să se comande orientarea relativă a axei sculei şi a piesei pentru maşini cu patru sau cinci axe de mişcare;

— instrucţiuni de comandă pentru calculator care permit programatorului fie să obţină tipărirea informaţiilor de care are nevoie, fie să comande un lanţ de prelucrări.

În continuare vor fi prezentate aspectele specifice ale celor mai importante limbaje specializate pentru maşinile-unelte, care s-au dezvoltat fie independent, fie pe baza limbajului APT.

Exemple de limbaje pentru prelucrarea punct cu punct

1. AUTOSTOP (Automatic System of Positioning Tools) — elaborat de IBM (S.U.A.). Este un limbaj destinat operaţiilor de găurire, alezare, tarodare, lamare, frezare. El conţine o parte tehnologică prin care se descompun ciclurile de uzinare definite cu circa 20 de cuvinte-operaţii şi aplică automat (în absenţa unor indicaţii contrare) vitezele de avans, lichidul de răcire, sensul de rotaţie şi alte indi-

caţii prevăzute în „cartele sculă". Are posibilităţi foarte largi de transformări geometrice. Deşi este destinat prelucrării punct cu punct în plan, oferă şi posibilităţi de descriere a conturării în două dimensiuni după drepte şi arce de cerc [2], [3].

2. EXAPT 1 (Extended Subsets of APT) elaborat în R.F.G. Este bazat pe limbajul APT, după cum arată şi numele, şi este prima încercare de sistematizare a experienţei de elaborare a limbajelor specializate pentru programarea automată a maşinilor-unelte [6]. Este mai sărac în definiţii geometrice, dar cu mai multe posibilităţi tehnologice decît APT. Permite introducerea tuturor informaţiilor necesare pentru uzinaj sau determinarea lor după reguli fixe. Se pot determina automat: traiectoria sculelor, vitezele de avans, ciclurile simple ale broşei la găurile adînci ($l/d > 6$), sculele şi secvenţele de lucru. Utilizează două cartoteci: una pentru scule şi alta pentru materiale. Pentru fiecare sculă se utilizează o „cartelă sculă" care cuprinde materialul de uzinaj, natura sculei, dimensiunile principale ale sculei, iar pentru fiecare material o „cartelă material" care cuprinde o operaţie de uzinaj dată, viteza de tăiere selecţionată în funcţie de diametrul sculei şi de valoarea avansului, grosimea şpanului, condiţiile de răcire etc.

Exemple de limbaje pentru prelucrări de conturare

1. EXAPT 2. Reprezintă o extindere pentru conturare a limbajului de prelucrare punct cu punct EXAPT 1. Are aceeaşi structură cu acesta şi prezintă următoarele particularităţi:

— cotele piesei se pot introduce fără transformări în programare;

— permite o descriere simplă a formei piesei datorită unor numeroase moduri de definire a traiectoriilor;

— permite o descriere simplă a ciclului de uzinare;

— traiectoria sculei, viteza şi avansurile se determină automat;

— toate datele ce trebuie determinate automat pot să fie dinainte trecute în program şi au prioritate la determinarea automată.

Limbajul EXAPT 2 permite stabilirea unui model matematic care, prin programare adecvată, conduce la determinarea regimurilor optimale de aşchiere [7], [8].

Se prevede elaborarea limbajului EXAPT 3, care va fi utilizat pentru probleme de frezare pe maşini de frezare cu comandă de prelucrare liniară sau frezare în contur pe două axe continuu şi cu poziţionare pe a treia (2 1/2 axe).

Programarea se face după aceeaşi structură pentru toate limbajele EXAPT.

2. ADAPT (Adaptation of APT). Acest limbaj a fost elaborat de IBM (S.U.A.) pentru conturări plane. El oferă avantajele utilizării tehnicii subprogramelor, ceea ce conferă suplete în programare.

3. PAGET (Program Automat Geometric şi Tehnic). Este un limbaj orientat după maşină, elaborat de firma Olivetti. Informaţia de ieşire este obţinută pe bandă magnetică. Pentru a obţine coordonatele centrului sculei este necesară o tratare suplimentară pe o maşină de interpolare numerică.

În scopul unificării eforturilor pentru obţinerea şi utilizarea limbajelor specializate de programare, Compania Internaţională de Informatică (CII), în colaborare cu Direcţia Tehnică de Armament Terestru (D.T.A.T.) a Franţei, a elaborat limbajul IFAPT [9]. Acesta se prezintă în două variante: pentru prelucrarea punct cu punct — IFAPT P, şi pentru prelucrarea de conturare — IFAPT C. Acest limbaj este compatibil cu APT şi EXAPT avînd aceleaşi reguli de programare şi a fost astfel elaborat încît utilizarea sa să fie posibilă cu orice calculator care are un compilator FORTRAN. Originalitatea limbajului IFAPT constă în concepţia sa modulară care oferă numeroase avantaje. Introducerea modificărilor este comodă şi, în consecinţă, se poate trece fără dificultate la variante mai complexe. Module adiţionale vor permite introducerea de date tehnologice pe etape, la fiecare etapă corespunzînd un program IFAPT operaţional în care utilizatorii pot să păstreze o mare libertate în alegerea limitelor de programare automată.

Variantele punct cu punct (P) şi continuu (C) necesită calculatoare de capacitate medie.

În afară de cele două variante amintite, este în curs de elaborare varianta PC care reprezintă o combinare a primelor două şi deci un exemplu de dezvoltare modulară.

Limbajul SPLIT (Sundstrand Processing Language Internally Translated) face parte din acea categorie de limbaje care permit o programare continuă de tip monobloc. Dezvoltarea acestor limbaje este legată de utilizarea calculatorelor în timp divizat. Înglobînd atît processorul cît şi post-processorul, programele de acest tip nu permit o tratare economică pe calculatoare de capacitate medie. Pe de altă parte, un calculator de capacitate mare nu este economic decît dacă este utilizat în timp divizat, ponderea principală avînd-o conducerea altor procese.

Firma Sundstrand Machine-Tool prezintă, ca exemplu de utilizare, comanda a 256 de maşini-unelte cu un calculator IBM — 360; funcţionînd pe bază de program prioritar de întrerupere, acesta este solicitat doar în proporţie de 5%, restul de 95% fiind folosit la alte operaţii [4].

Ca atare, un astfel de limbaj poate fi utilizat de întreprinderile care posedă şi utilizează în alte scopuri calculatoare corespunzătoare şi au secţii de maşini-unelte cu comandă numerică

Limbajele enumerate sînt cele mai cunoscute şi mai evoluate în prezent. Există însă şi alte limbaje, create de diferite firme, care sînt fie orientate după maşină, fie se ocupă de un domeniu de prelucrare mai restrîns. Dintre cele care au o mai largă utilizare citäm:

— CAMP (Compiler for Automatic Machine Programming), elaborat de firma Westinghouse pentru maşini cu trei-cinci axe;

— MILLMAP, elaborat de firma Milwaukee Matic pentru maşini cu trei axe;

— PRONTO (Programme for Numerical-Tools), elaborat de firma General Electric tot pentru maşini cu trei axe;

— MECA, limbaj de structură monobloc elaborat de firma Bull-General Electric;

— PROFILE DATA, elaborat de firma Ferranti pentru conturări simple;

— SYMPAC (Simbolic Programming Automatic Control), elaborat de firma Remington Rand UNIVAC în colaborare cu Rohr Corporation-Los Angeles; este destinat conturării plane pentru care utilizează o bibliotecă de programe cu soluţii geometrice tipice;

— FORTAP, elaborat în R.P.U. pentru comanda strungurilor revolver;

— SAP, utilizat la strunjiri de axe (elaborat în U.R.S.S. şi R.D.G.);

— SPAS şi SPTS, elaborate în U.R.S.S. doar pentru prelucrări liniare;

— AUTOPROG, elaborat în R.S.C. pentru prelucrări pe strunguri carusel;

— SYMAP, elaborat în R.D.G. în mai multe variante (de la prelucrări punct cu punct pînă la frezări în 2 1/2 axe).

I. Comparaţie între limbaje din punctul de vedere al posibilităţilor de definire a funcţiilor geometrice şi tehnologice

Uzinarea pieselor complicate, complexitatea traiectoriilor ce trebuie programate solicită o diversitate a modurilor de definire a elementelor geometrice. Limbajele specializate pentru comanda maşinilor-unelte trebuie să permită exprimarea acestor elemente în diferite moduri corespunzător fazei tehnologice de prelucrare la care s-a ajuns în momentul definirii unui nou element. Această cerinţă afectează vocabularul limbajului şi capacitatea de definiţii a acestuia. Evident, vocabularul limbajelor care au fost elaborate pentru prelucrări prin conturare este mult mai bogat decît al limbajelor elaborate pentru uzinare punct cu punct. Cu toate că există şi definiţii geometrice specifice prelucrării punct cu punct (definiţie de ansambluri de puncte), se poate considera că, în privinţa vocabularului, limbajele elaborate pentru conturare înglobează şi definiţiile limbajelor pentru prelucrări punct cu punct. Mai mult, soluţiile moderne fiind limbajele cu structură modulară, este permisă adăugarea de noi definiţii pe măsura creşterii complexităţii procesului tehnologic.

Pentru descrierea unui proces de prelucrare pe maşini-unelte aşa cum s-a arătat, este nevoie de o anumită informaţie geometrică, dimensională (traiectorie, suprafeţe, dimensiuni toleranţe etc.), şi o altă informaţie tehnologică (parametrii aşchierii, răcire, tipul sculei, tipul operaţiei etc.). Aceste categorii de informaţii urmează a fi exprimate convenţional în program prin definiţii ale elementelor geometrice şi, respectiv, definiţii tehnologice compatibile cu complexitatea piesei şi a uzinării, dar şi cu limbjul simbolic folosit. De asemenea se are în vedere că, la programarea automată, se utilizează un calculator şi că, prin intermediul acestuia, se pot face calcule (pentru determinarea analitică a unor porţiuni de traiectorii sau a unor prametri tehnologici). În acest fel, limbajul simbolic urmează să aibă echivalenţe în vocabularul său ale principalelor operaţii aritmetice necesare aplicării unor formule relativ simple.

Elementele geometrice de bază necesare sînt următoarele: punctul, dreapta, cercul, curba de gradul doi, curba exponenţială, planul, vectorii, suprafeţele. Transformările geometrice solicitate sînt: translaţia unui ansamblu de puncte, rotaţia, rotaţia şi translaţia, schimbările de scară şi altele.

Principalele operaţii de calcul luate în considerare sînt: adunarea, scăderea, înmulţirea, împărţirea, rădăcina pătrată, logaritm, sinus, cosinus, arc tangentă.

Ca definiţii tehnologice se cere precizarea tipului prelucrării (găurire, alezare, frezare etc.), a sculei, toleranţele de prelucrare, parametrii de funcţionare, funcţiile auxiliare.

Experienţa programării automate în scopul amintit a dovedit necesitatea utilizării unor subprograme, precum şi a introducerii unor definiţii de grup de elemente geometrice. Astfel se definesc ansambluri de puncte dispuse uniform pe o dreaptă sau un cerc.

De asemenea au fost introduse noi definiţii ca: reţinerea unui anumit număr de puncte al ansamblului, omiterea anumitor puncte ale ansamblului, inversarea ordinei punctelor etc.

În sfîrşit, sînt elemente comune tuturor limbajelor ca: instrucţiunile pentru începerea sau încheierea ciclului, repetarea ciclului, reapelarea unei instrucţiuni sau a unei definiţii precedente.

În linii mari acestea sînt noţiunile cărora limbajele simbolice specializate le asociază simboluri compatibile cu regulile de sinteză, adoptate, formînd vocabularul sau textul limbajului.

În comparaţia prezentată se va insista în primul rînd asupra limbajelor care, fie prin complexitatea lor (APT), fie prin variantele

elaborate (EXAPT 1, 2 şi 3, IFAPT P, C şi PC) permit atît prelucrări punct cu punct cît şi prin conturare sau alte prelucrări complexe.

II. Definiţii geometrice

1. Definiţii de puncte (Invariante). Limbajele EXAPT şi IFAPT permit definirea punctelor în cinci moduri (prin coordonate sau prin intersecţia dintre cercuri şi drepte). Limbajul APT cuprinde încă şase definiţii, dintre care prezintă avantaj definirea prin tangenţă (drepte, cercuri) şi prin intersecţia a trei plane.

2. Definiţii de drepte. Limbajele EXAPT şi IFAPT permit definirea dreptelor în şapte moduri (prin puncte, prin punct şi pantă, prin condiţii de paralelism şi perpendicularitate). Limbajul APT are 12 definiţii de drepte, permiţînd în plus definiţii de drepte prin condiţii de tangenţă.

3. Definiţii de cerc. Limbajele IFAPT şi EXAPT au cinci definiţii de cercuri (prin centru şi rază şi prin condiţii de tangenţă între cercuri şi drepte); APT prezintă 11 definiţii de cercuri, fără însă a extinde cu mult facilităţile de programare (singura definiţie suplimentară mai avantajoasă este cea prin trei puncte).

4. Definiţii pentru cvadrice şi conice. Din acest punct de vedere, limbajul APT prezintă posibilităţi mai mari de programare. Dacă EXAPT nu defineşte decît elipsa şi o conică prin ecuaţia ei generală iar IFAPT adaugă o definiţie (foarte avantajoasă) a curbelor exponenţiale prin puncte, APT permite şi definirea hiperbolei şi în plus a oricărei curbe prin paralelism la o altă curbă trasată.

5. Definiţii de plane. Limbajul APT defineşte în opt moduri un plan dat, faţă de trei moduri în IFAPT şi EXAPT. Trebuie însă remarcat că aceste trei definiţii (prin trei puncte necoliniare, prin ecuaţia generală, prin cota faţă de un plan paralel) sînt în general suficiente. APT prezintă în plus definiţii prin condiţii de paralelism şi perpendicularitate.

6. Definiţii de vector. Limbajele IFAPT şi EXAPT prin cinci definiţii asigură cazurile cele mai des întîlnite (prin componente, prin produs vectorial, prin sumă sau diferenţă vectorială şi prin lungime şi unghi). APT adaugă încă cinci definiţii prin condiţii de perpendicularitate şi paralelism la plane şi intersecţii de plane, ceea ce conferă posibilităţi mai largi de programare fără însă a lărgi şi posibilităţile de uzinare.

7. Definiţii de suprafeţe. EXAPT şi IFAPT nu au abordat aceste definiţii. APT conţine opt definiţii de suprafeţe (pentru conuri, cilindri, suprafeţe de revoluţie de gradul II, suprafeţe riglate, sfere). Trebuie remarcat că un limbaj care permite conturarea în condiţiile actuale ale tehnicii de prelucrare nu trebuie să definească şi suprafeţe (cu excepţia celei plane.) Numai cerinţele speciale impuse pentru uzinare limbajului APT au dus la definirea unui număr important de suprafeţe.

8. Schimbări de sisteme de coordonate şi transformări geometrice. Se exprimă fie prin modificarea adusă (APT, EXAPT), fie printr-o matrice care dă ecuaţia noului sistem. În prima variantă, EXAPT şi APT permit transformări prin simetrie, rotaţie, translaţie, în total opt transformări sau schimbări de coordonate. În a doua variantă, IFAPT permite trei modificări (translaţie, rotaţie, translaţie şi rotaţie). Utilizarea transformărilor geometrice asigură o suplete deosebită în definirea traiectoriilor, prin evitarea aglomerării programului cu definiţii de puncte izolate.

9. Definiţii de structuri de puncte. EXAPT şi APT permit doar definiri de ansambluri de puncte uniform repartizate pe o dreaptă sau un cerc sau produse din reţele de puncte. IFAPT permite definirea a cinci structuri liniare (prin punct de plecare şi pantă sau punct de sosire şi prin increment sau număr total de puncte), a patru structuri circulare (cerc, unghi de origine şi sens de rotaţie sau unghi de extremitate şi increment sau număr total de puncte), a trei structuri în paralelogram (intersecţie de reţele de puncte) şi de asemenea, definirea de structuri aleatorii (inversări de ordine, zigzag).

III. Definiţii tehnologice

1. Definiţii de deplasare. Limbajele APT, EXAPT prezintă trei definiţii: deplasări punct cu punct rectilinii şi circulare. IFAPT adaugă alte trei definiţii (mişcări în direcţia unui vector, deplasare spre o curbă sau spre un punct), permiţînd definirea unor mişcări mai complicate.

2. Definiţii de prelucrări simple. Din acest punct de vedere, cele mai bogate în definiţii sînt APT şi EXAPT, cu 10 definiţii (găurire poansonare, lamare, alezare — simplă, cu spiral, cu freză —, şanfrenare, tarodare, frezare). IFAPT are doar cinci instrucţiuni (alezare, lamare, găurire, tarodare).

3. Definiţii de operaţii speciale. Limbajele APT şi EXAPT prevăd şase definiţii (reapelări de operaţii, secvenţe de operaţii), iar IFAPT mult mai multe: 12 definiţii, legate de utilizarea subprogramelor, salturi în program, definirea configuraţiei sculei, cicluri de operaţii, corecţia centrului sculei, repetarea unor grupe de instrucţiuni.

4. Definiţii pentru determinarea condiţiilor de lucru. În această privinţă EXAPT prezintă mai multe definiţii legate de determinarea automată a vitezei şi a avansurilor (EXAPT 2); în rest, APT,EXAPT şi IFAPT au trei definiţii pentru stabilirea condiţiilor de lucru (prelu-

crare după traiectoria centrului frezei, cu calcul automat al deplasării sau pe suprafaţă).

5. Definiţii de toleranţe şi scule. APT, EXAPT şi IFAPT definesc trei toleranţe (+, −, ±). În ceea ce priveşte sculele, APT şi EXAPT pot defini diametrul, lungimea şi profilul prin trei definiţii distincte; IFAPT are doar o definiţie (configuraţia sculei).

6. Definiţii suplimentare pentru post-processor. Din acest punct de vedere, IFAPT şi EXAPT se detaşează net în comparaţie cu APT avînd circa 12 definiţii (răcire, oprire fără mişcare, viteză de rotaţie, schimbarea sculei, marcaj, oprire opţională, posibilităţi de degajare). Rezultă o posibilitate mai largă de uzinare a proceselor tehnologice complexe.

7. Calcule şi utilizarea de limbaj simbolic. Toate cele trei limbaje definesc operaţiile matematice enunţate anterior.

Celelalte limbaje specializate au vocabular mult mai restrîns.

Dintre limbajele pentru prelucrări punct cu punct, AUTOSPOT 3 (varianta cea mai evoluată) urmăreşte în general APT, fiind mai slab în definiţii pentru transformări geometrice, de schimbări de sisteme de coordonate şi în definiţii pentru operaţii speciale. Nu conţine definiţii pentru calcul.

Dintre limbajele pentru prelucrări continue cel mai apropiat de APT este ADAPT care are însă mai puţine definiţii de drepte, cercuri, cvadrice şi plane. Conţine doar o definiţie pentru suprafeţe (cilindru), în schimb are numeroase definiţii de schimbări de sisteme de coordonate.

Limbajul PAGET are un număr limitat de definiţii geometrice (în special pentru drepte, cercuri şi plane), nu are definiţii pentru vectori, curbe şi suprafeţe. Dintre schimbările de sisteme de coordonate defineşte doar translaţia.

Limbajul PROFILE DATA este destul de bogat în definiţii de puncte, drepte şi mai ales cercuri, în schimb are doar cîte o definiţie pentru curbe, plane, schimbări de sisteme de coordonate. Nu are definiţii pentru vectori şi suprafeţe.

Limbajul SPLIT are foarte puţine definiţii geometrice (definiţii de puncte), dar are un număr destul de ridicat de definiţii tehnologice.

IV. Comparaţie a limbajelor specializate folosite în comanda numerică din punctul de vedere al calculatoarelor folosite

Limbajul APT necesită calculatoare de mare capacitate (minimum 256 K) : UNIVAC 1107/8, IBM 7090/4, GE 625 şi IBM 360/40-256 K.

Limbajul AUTOSPOT a fost folosit iniţial pe calculatorul de capacitate medie IBM 1260 cu compilator şi, în ultima vreme, o dată cu dezvoltarea sa, pe calculatorul IBM 360/30−32 K.

Limbajul EXAPT poate fi folosit în general pe calculatoare de putere mică, cel mai mult medie, cu singura condiţie : calculatorul să înţeleagă FORTRANUL.

Limbajul ADAPT a fost utilizat pe calculatoarele IBM 360/30−64 K, Honneywell 200 şi GE 325, deci în general calculatoare de capacitate mică şi medie.

Limbajul PAGET este folosit pe calculatoare de capacitate medie GE 425, IBM 7040 şi IBM 360/40−128 K. Necesită în plus o maşină de interpolare numerică MINA.

Limbajul SPLIT este utilizat într-un sistem de timp divizat cu un calculator standard de mare capacitate (IBM) 360/50−512 K).

Limbajele IFAPT P, C pot fi folosite pe orice calculator de capacitate medie care are compilator pentru FORTRAN.

V. Comparaţie din punctul de vedere al posibilităţilor de programare

Limbajele PROFILE DATA, SPLIT, PAGET MECA, fiind limbaje orientate după maşină, sînt legate de un anume tip de maşină (de calcul dar şi unealtă), deci programatorul trebuie să cunoască datele specifice ale acestora.

Limbajele APT, ADAPT, EXAPT, IFAPT, toate derivate din APT, sînt limbaje orientate după problemă, permit o programare uşoară şi sînt compatibile cu FORTRAN. Dintre ele, limbajul IFAPT prezintă avantajul unei soluţii mai flexibile datorită construcţiei sale modulare, iar EXAPT permite şi determinarea regimurilor optimale prin integrarea datelor tehnologice în programarea automată.

Posibilităţile unei programări sînt însă legate nu numai de limbajul în sine, ci şi de locul de elaborare a programelor şi de accesul la calculator. Pentru a uşura programarea automată sînt necesare birouri de programare care deservesc o uzină sau un grup de uzine de profil apropiat şi care efectuează toate operaţiile ce nu necesită prelucrarea pe calculator. Acestea din urmă vor fi efectuate în centre de calcul. Soluţia de perspectivă o constituie dotarea birourilor de programare cu console terminale care vor permite dialogul direct cu calculatorul aflat la centrul de calcul.

Concluzii

Numărul mare de limbaje de programare specializate pentru maşini-unelte cu C.N., deosebirile existente în posibilităţile şi modalităţile acestora de a defini informaţia geometrică şi tehnologică, în capacitatea calculatoarelor solicitate şi în posibilităţile de programare,

derivă din încercările a numeroase firme de a răspunde cerinţelor industriei la un moment dat.

Limbajele orientate după maşină s-au dovedit neeficiente pentru o industrie în continuă dezvoltare care asimilează în permanenţă maşini şi utilaje noi.

Limbajele orientate după problemă, singurele care pot fi utilizate pentru comanda unui număr mare de procese tehnologice diferite, trebuie să aibă o construcţie elastică, să permită cu uşurinţă extinderea capacităţii de exprimare a informaţiei în funcţie de caracterul şi complexitatea programului solicitat.

Tendinţele moderne de construcţie modulară a limbajelor răspund tocmai acestor cerinţe (IFAPT).

Stabilirea regimurilor optimale ale proceselor tehnologice se poate obţine fie printr-un sistem de reglare automată adaptivă, fie prin calcularea regimurilor de aşchiere în timpul programării, folosind modele matematice adecvate. În primul caz, limbajul de programare se simplifică întrucît informaţia tehnolcgică iniţială are un volum redus ; în cel de al doilea caz, limbajul de programare trebuie să permită integrarea datelor tehnologice în programarea automată şi determinarea regimurilor optime concomitent cu definirea traiectoriei sau suprafeţelor de lucru, şi deci devine mai complex. (EXAPT 2).

Creşterea vocabularului şi, în general, extinderea limbajelor de programare conduc la condiţia de utilizare a unor calculatoare de capacitate mare (APT).

Majoritatea limbajelor dezvoltate ulterior pot fi folosite pentru programare pe calculatoare de capacitate medie şi mică, ceea ce oferă posibilităţi multiple utilizatorilor de maşini-unelte cu C.N.

Folosirea sistemului de programare automată cu processor şi post-processor asigură independenţa necesară dintre furnizorii de calculatoare şi cei de maşini-unelte cu C.N.

Limbajele de tip monobloc sînt folosite la conducerea maşinilor-unelte cu C.N. utilizînd calculatoare de capacitate mare (utilizarea calculatorului în timp divizat).

În raport cu limbajele universale pentru care calculatoarele sînt dotate cu compilatoare, majoritatea limbajelor specializate sînt compatibile cu FORTRANUL.

Deoarece programarea automată este o fază externă de prelucrare a informaţiei, nu se impun condiţii de rapiditate a calculatorului.

BIBLIOGRAFIE

[1] *Comanda numerică a maşinilor-unelte.* Paris, CERMO, iun-iul 1968.
[2] Mazilu, P., Ioan, V., Alexandru, A. *Maşini-unelte aşchietoare cu comandă după program.* Bucureşti, IDT, 1968.
[3] Soubiés-Camy, H. *Les langages de programmation en commande numérique.* In : Automatisme, nr. 4, 1968.
[4] Bourdain, M. *Omnicontrol Sundstrand. Comanda directă a maşinilor-unelte şi a accesoriilor cu ajutorul calculatorului.* C. N.- Usine automation, nr. 23, nov 1968.
[5] Ingénieurs et techniciens, apr 1963.
[6] Opitz, H. *Das Programmiersystem EXAPT zur maschinellen Programmierung.* In : Industrie Anzeiger, nr. 15, 1967.
[7] Sprînceană, N. *Consideraţii privind aplicaţiile sistemelor adaptive în automatizarea maşinilor-unelte cu comandă după program.* Comunicare la sesiunea ştiinţifică a cadrelor didactice IPB, Bucureşti, 1968.
[8] Hirsch, B. *Werkzeugmaschine und Fertigungstechnik.* In : Industrie Anzeiger, nr. 3, 1968.
[9] Système de programmation IFAPT. Paris, Compagnie internationale pour l'informatique.

Ing. CĂLIN MOLDOVEANU

Procedee pentru îmbunătăţirea performanţelor surselor de alimentare stabilizate

Cerinţele impuse surselor de alimentare în curent continuu ale circuitelor electronice sînt dictate, în principal, de sensibilitatea acestor circuite la variaţiile rapide sau lente ale tensiunii, în cazul surselor generatoare de tensiune constantă, sau ale curentului, în cazul surselor generatoare de curent constant, în funcţie de tensiunea de reţea, curentul de sarcină şi variaţiile temperaturii.

Apariţia, în ultimul timp, a schemelor cu circuite integrate a creat necesitatea realizării unor surse stabilizate cu tendinţe de specializare pentru alimentarea unor astfel de circuite caracterizate prin performanţe (rezistenţă de ieşire, factor de stabilizare) foarte ridicate.

În cele ce urmează se urmăreşte să se generalizeze un principiu prezentat sumar în literatură [1] şi utilizat pentru reducerea rezistenţei interne pentru surse de tensiune continuă stabilizată. După cum se va constata din relaţiile analitice prezentate, aplicarea acestui principiu face posibilă, în anumite condiţii, optimizarea celor mai importanţi parametri ai surselor stabilizate : factorul de stabilizare şi rezistenţa de ieşire. Pentru acest din urmă

parametru, prezentarea se face separat pentru sursele de tensiune constantă şi de curent constant.

În figura 1,a este prezentată schema bloc a unei surse de tensiune continuă stabilizată cu element de reglaj serie. Se disting amplificatorul de eroare cu amplificarea A_1, elementul de reglaj serie cu amplificarea A_2 şi sursa de tensiune de referinţă V_R. Reprezentarea din figura 1,b a aceleiaşi scheme bloc dă posibilitatea unei interpretări utile pentru cele ce urmează, şi anume sursa stabilizată poate fi considerată un amplificator operaţional care transformă tensiunea de referinţă V_R într-o tensiune de ieşire V_0. Dacă se consideră curentul în intrarea amplificatorului de eroare mult mai mic decît curentul prin divizorul $R_P - R_R$ din figura 1 (a sau b), se poate scrie relaţia:

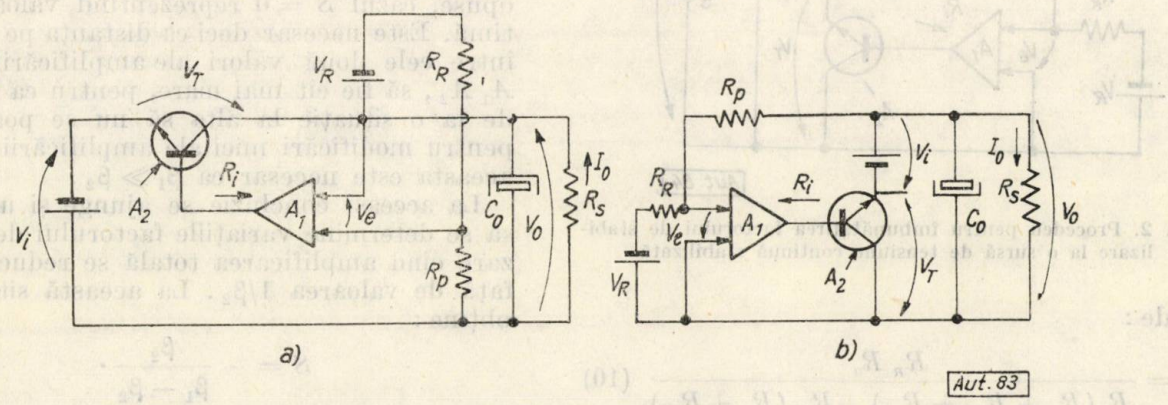


Fig. 1. Două variante de reprezentare a schemei bloc a unei surse de tensiune continuă stabilizată.

$$V_0 = -\frac{R_P}{R_R} V_R. \tag{1}$$

Se poate conchide deci că amplificatorul operaţional, prin care este reprezentată sursa, prezintă următoarele particularităţi:

— capacitatea de ieşire C_0 limitează banda de frecvenţă a amplificatorului;

— tensiunea de ieşire V_0 este de semn opus tensiunii de referinţă V_R;

— etajul de ieşire poate conduce într-o singură direcţie, ceea ce înseamnă că sursa poate numai debita curent; ea nu-l poate absorbi.

Evaluarea performanţelor sursei din figura 1 este schiţată în cele ce urmează, prezentîndu-se totodată procedee simple pentru îmbunătăţirea lor.

După cum se ştie, în cazul unei surse de tensiune constantă variaţiile tensiunii de ieşire, în funcţie de tensiunea de intrare şi curentul de sarcină, se exprimă astfel:

$$\Delta V_0 = S\Delta V_i - R_0 \Delta I_0, \tag{2}$$

unde S reprezintă factorul de stabilizare, iar R_0 — rezistenţa de ieşire a sursei stabilizate.

Factorul de stabilizare are următoarea expresie:

$$S = \left.\frac{\Delta V_0}{\Delta V_i}\right|_{\Delta I_0 = 0}. \tag{3}$$

Pentru evaluarea lui se observă din figura 1 că se poate scrie relaţia:

$$\Delta V_0 = \Delta V_i + \Delta V_T, \tag{4}$$

dar:

$$\Delta V_T = A_1 A_2 \Delta V_e, \tag{5}$$

unde V_T reprezintă tensiunea pe elementul de reglaj serie, iar V_e — tensiunea de eroare la intrarea amplificatorului A_1.

Considerînd constantă tensiunea de referinţă, rezultă:

$$\Delta V_e = \frac{R_R}{R_P + R_R} \cdot \Delta V_0, \tag{6}$$

iar în ultimele trei relaţii:

$$S = \frac{1}{1 - \beta A_1 A_2}, \tag{7}$$

unde:

$$\beta = \frac{R_R}{R_R + R_P}. \tag{8}$$

După cum era de aşteptat, stabilizarea este cu atît mai bună cu cît este mai mare amplificarea totală $A_1 A_2$. S-ar părea deci că, mărind amplificarea, se poate îmbunătăţi oricît stabilizarea sursei. În realitate însă, datorită reacţiei, apare o limită determinată de pericolul de intrare în oscilaţie la valori prea mari ale amplificării. În afară de aceasta, schema amplificatorului poate deveni excesiv de complicată.

O soluţie simplă pentru îmbunătăţirea stabilizării, fără o complicare exagerată a schemei, este prezentată în figura 2. După cum se vede, în acest caz tensiunea de eroare V_e depinde în măsuri diferite atît de tensiunea de ieşire

V_0 cît şi de tensiunea pe elementul de reglaj serie V_T, astfel că se poate scrie:

$$\Delta V_e = \beta_1 \Delta V_0 + \beta_2 \Delta V_T, \qquad (9)$$

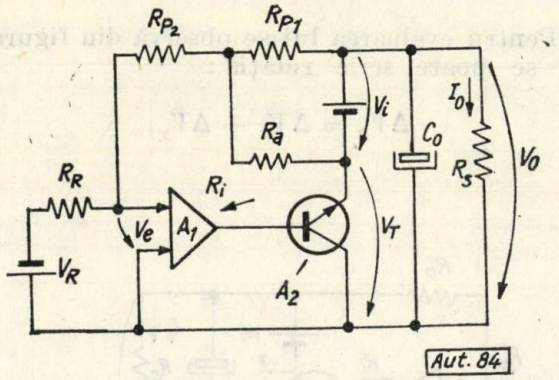


Fig. 2. Procedeu pentru îmbunătăţirea factorului de stabilizare la o sursă de tensiune continuă stabilizată.

unde:

$$\beta_1 = \frac{R_R R_a}{R_a(R_R + R_{P1} + R_{P2}) + R_{P1}(R_R + R_{P2})} \qquad (10)$$

şi

$$\beta_2 = \frac{R_R R_{P1}}{R_a(R_R + R_{P1} + R_{P2}) + R_{P1}(R_R + R_{P2})} = \frac{R_{P1}}{R_a}\beta_1 . \qquad (11)$$

Avînd în vedere relaţiile (4), (5) şi (9), rezultă expresia factorului de stabilizare pentru scheme din figura 2:

$$S = \frac{1}{1 - \dfrac{\beta_1 A_1 A_2}{1 - \beta_2 A_1 A_2}} . \qquad (12)$$

Rezultă că este posibilă obţinerea unei situaţii pentru care $\Delta V_0/\Delta V_i = 0$, şi anume în cazul cînd:

$$\frac{R_R R_{P1}}{R_a(R_R + R_{P1} + R_{P2}) + R_{P1}(R_R + R_{R2})} = \frac{1}{A_1 A_2} . \qquad (13)$$

Această relaţie poate fi satisfăcută cu uşurinţă prin alegerea convenabilă a rezistenţelor R_a, R_{P1}, R_{P2}.

Este util de cunoscut modul de variaţie al factorului de stabilizare S cu amplificarea totală $A_1 A_2$, pentru a cunoaşte care sînt consecinţele modificării amplificării survenite ca urmare a variaţiilor de temperatură, migrării caracteristicilor transistoarelor în timp datorită îmbătrînirii etc. asupra factorului de stabilizare. Pentru aceasta, în figura 3 se prezintă graficul de variaţie a factorului de stabilizare cu amplificarea totală $A_1 A_2$, cînd aceasta variază de la $-\infty$ la $+\infty$.

După cum se observă, este vorba de o funcţie continuu crescătoare care se anulează pentru $A_1 A_2 = \dfrac{1}{\beta_2}$, care reprezintă valoarea dată de relaţia (13), şi are o discontinuitate de ordinul I pentru $A_1 A_2 = \dfrac{1}{\beta_1 + \beta_2}$, valorile lui S fiind respectiv 0 şi $\pm\infty$.

Din punctul de vedere al performanţelor sursei, se observă că este vorba de două situaţii opuse, cazul $S = 0$ reprezentînd valoarea optimă. Este necesar deci ca distanţa pe abscisă, între cele două valori ale amplificării globale $A_1 A_2$, să fie cît mai mare, pentru ca trecerea de la o situaţie la alta să nu se poată face pentru modificări mici ale amplificării. Pentru aceasta este necesar ca $\beta_1 \gg \beta_2$.

La aceeaşi concluzie se ajunge şi urmărind să se determine variaţiile factorului de stabilizare cînd amplificarea totală se reduce la 1/2 faţă de valoarea $1/\beta_2$. La această situaţie se obţine:

$$S = -\frac{\beta_2}{\beta_1 - \beta_2} .$$

Deci factorul de stabilizare este cu atît mai apropiat de zero cu cît β_1 este mai mare decît β_2.

De asemenea este interesant de observat că, pentru:

$$\frac{1}{\beta_1 + \beta_2} < A_1 A_2 < \frac{1}{\beta_2},$$

factorul de stabilizare are semn negativ, ceea ce înseamnă că în acest domeniu tensiunea la ieşire scade cînd tensiunea la intrare creşte şi invers.

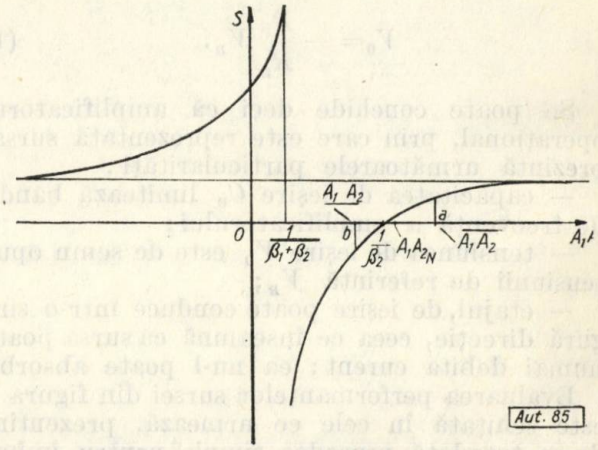


Fig. 3. Diagrama de variaţie a factorului de stabilizare S cu amplificarea totală $A_1 A_2$.

Dacă se consideră că amplificarea globală $A_1 A_2$ variază între două limite date $\underline{A_1 A_2}$ şi $\overline{A_1 A_2}$, se poate determina o situaţie optimă impunînd condiţia ca abaterile factorului de stabilizare S de la zero să fie egale şi de semn contrar cînd amplificarea globală atinge respectiv cele două valori. În figura 3 acest lucru

este echivalent cu egalitatea segmentelor *a* şi *b*. Dacă variaţiile amplificării în jurul valorii nominale sînt egale, adică dacă :

$$A_1 A_{2_N} = \frac{A_1 A_2 + \overline{A_1 A_2}}{2},$$

atunci este evident că factorul de stabilizare este diferit de zero pentru valoarea nominală a amplificării, întrucît :

$$\underline{A_1 A_2} < \frac{1}{\beta_2} < A_1 A_{2_N}.$$

În general, relaţia (13) este valabilă pentru o singură valoare a tensiunii de ieşire, cu excepţia cazului în care modificarea tensiunii V_0 se face prin variaţia tensiunii de referinţă V_R. În acest caz, variaţia tensiunii V_0 se face respectîndu-se relaţia evidentă :

$$V_0 = -\frac{R_{P1} + R_{P2}}{R_R} V_R. \qquad (14)$$

Există însă şi posibilitatea modificării tensiunii V_0 prin varierea simultană a rezistenţelor R_{P1}, R_{P2}, astfel ca relaţia (13) să rămînă valabilă pentru un domeniu apreciabil de variaţie a tensiunii la ieşire.

De asemenea, variaţia amplificării totale $A_1 A_2$ poate afecta valabilitatea relaţiei (13). După cum se ştie, factorul A_2 se modifică din cauza variaţiei curentului de sarcină, conform relaţiei :

$$A_2 = \frac{h_{21c} R_s}{h_{11c} + h_{21c} R_s}, \qquad (15)$$

în care parametrii h_{ij} se referă la elementul de reglaj serie, iar indicele *c* marchează faptul că acesta lucrează în regim cu colectorul la masă. Rezultă că amplificarea A_2 este constantă atît timp cît rezistenţa de sarcină îndeplineşte condiţia :

$$R_s \gg \frac{h_{11c}}{h_{21c}}. \qquad (16)$$

Rezistenţa de ieşire caracterizează comportarea sursei cu variaţia sarcinii, fiind definită ca raportul :

$$R_0 = -\left.\frac{\Delta V_0}{\Delta I_0}\right|_{\Delta V_i = 0}. \qquad (17)$$

Valoarea ei trebuie să fie cît mai mică pentru o sursă de tensiune constantă şi cît mai mare pentru o sursă de curent constant.

În cazul unei surse de tensiune constantă, se poate deduce uşor expresia rezistenţei de ieşire folosind schema echivalentă din figura 4, valabilă pentru schema din figura 1. Din această schemă se poate scrie :

$$-\beta A_1 \Delta V_0 = \Delta I_0 \left(\frac{R_i}{h_{21c}} + h_{11b}\right) + \Delta V_0, \qquad (18)$$

de unde :

$$R_0 = \frac{\frac{R_i}{h_{21c}} + h_{11b}}{1 + \beta A_1}. \qquad (19)$$

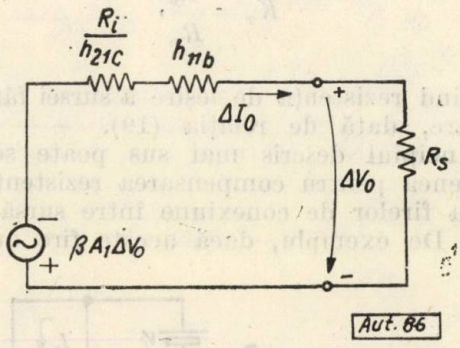


Fig. 4. Schema echivalentă pentru deducerea rezistenţei de ieşire pentru surse de tensiune continuă stabilizată.

În această relaţie, R_i este rezistenţa de ieşire a amplificatorului A_1, iar parametrii h_{ij} se referă la transistorul de reglaj serie.

Ca şi mai înainte, reducerea rezistenţei de ieşire este condiţionată direct de mărimea amplificatorului A_1, fapt care atrage inconvenientele menţionate mai sus. Evitarea acestora se face cu schema din figura 5, în care se intro-

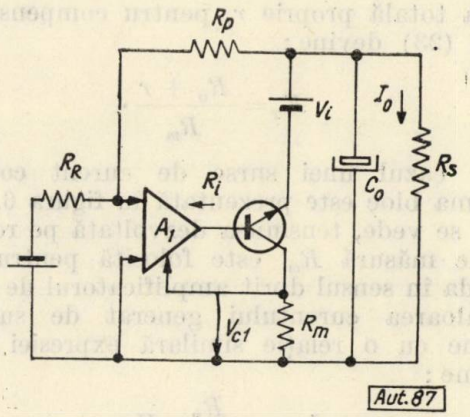


Fig. 5. Procedeu pentru micşorarea rezistenţei de ieşire la surse de tensiune continuă stabilizată.

duce o compensare a scăderii tensiunii de ieşire datorită curentului de sarcină printr-o tensiune V_{c1}, dezvoltată la bornele unei rezistenţe de măsură R_m. Pentru această schemă se poate scrie relaţia :

$$\Delta V_0 = -R_0 \Delta I_0 + K_T \Delta V_{c1}, \qquad (20)$$

unde K_T are rolul unei funcţii transfer. Se observă că :

$$\Delta V_{c1} = R_m \Delta I_0 \qquad (21)$$

şi deci :

$$\Delta V_0 = - R_0 \Delta I_0 + K_T R_m \Delta I_0 . \qquad (22)$$

Se observă deci din relaţia (20) că se poate obţine anularea rezistenţei de ieşire dacă se alege :

$$K_T = \frac{R_0}{R_m}, \qquad (23)$$

R_0 fiind rezistenţa de ieşire a sursei fără compensare, dată de relaţia (19).

Principiul descris mai sus poate servi de asemenea pentru compensarea rezistenţei proprii a firelor de conexiune între sursă şi sarcină. De exemplu, dacă aceste fire au rezis-

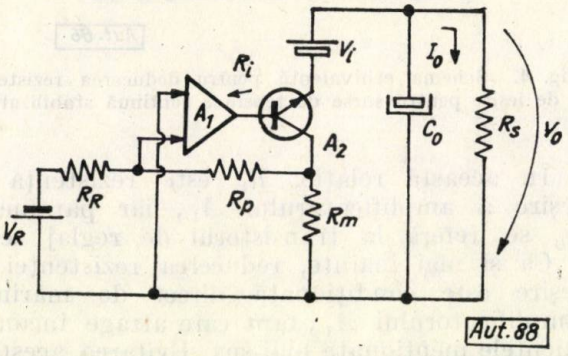


Fig. 6. Schema bloc a une surse stabilizate de curent continuu.

tenţa totală proprie r, pentru compensare relaţia (23) devine :

$$K_T = \frac{R_0 + r}{R_m} . \qquad (24)$$

În cazul unei surse de curent constant, schema bloc este prezentată în figura 6. După cum se vede, tensiunea dezvoltată pe rezistenţa de măsură R_m este folosită pentru a comanda în sensul dorit amplificatorul de eroare.

Valoarea curentului generat de sursă se obţine cu o relaţie similară expresiei (1), şi anume :

$$I_0 = \frac{R_P}{R_R R_m} V_R . \qquad (25)$$

Exprimarea rezistenţei de ieşire se poate face folosind schema echivalentă din figura 7, în mod asemănător cazului precedent. Din această figură se poate scrie :

$$- \beta A_1 R_m \Delta I_0 = \Delta I_0 \left(\frac{R_i}{h_{21c}} + h_{11b} \right) + \Delta V_0 , \qquad (26)$$

unde R_i şi h_{ij} au semnificaţiile indicate mai sus. Rezultă :

$$R_0 = \beta A_1 R_m + \frac{R_i}{h_{21c}} + h_{11b} . \qquad (27)$$

Urmînd un procedeu similar, se observă că rezistenţa de ieşire poate fi făcută oricît de

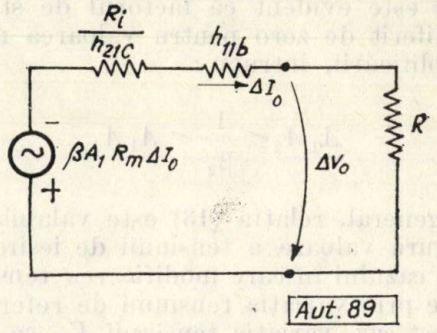


Fig. 7. Schema echivalentă pentru deducerea rezistenţei de ieşire pentru surse stabilizate de curent continuu.

mare, dacă se introduce o tensiune de compensare V_{c2} proporţională cu tensiunea la ieşirea sursei, aşa cum se arată în figura 8. Pentru această figură se poate scrie relaţia :

$$\Delta I_0 = - \frac{1}{R_0} \Delta V_0 + Y_T \Delta V_{c2} , \qquad (28)$$

unde Y_T are rolul unei admitanţe de transfer. Întrucît :

$$\Delta I_0 = \frac{R_d}{R_c + R_d} \Delta V_0 , \qquad (29)$$

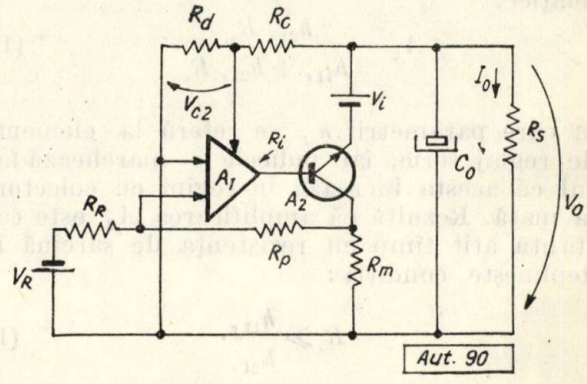


Fig. 8. Procedeu pentru mărirea rezistenţei de ieşire pentru surse stabilizate de curent continuu.

relaţia (28) devine :

$$\Delta I_0 = - \frac{1}{R_0} \Delta V_0 + \frac{Y_T R_d}{R_c + R_d} \Delta V_0 . \qquad (30)$$

Rezultă că, dacă se alege admitanţa de transfer :

$$Y_T = \frac{R_c + R_d}{R_d R_0} , \qquad (31)$$

rezistenţa de ieşire a sursei devine infinită.

Procedeul descris poate compensa o rezistenţă fizică conectată în paralel pe ieşirea sursei, care îi poate înrăutăţi calitatea de generator de curent constant. Dacă această rezistenţă are valoarea R, printr-un raţionament similar se deduce că valoarea admitanţei de transfer pentru tensiunea de compensare trebuie să fie :

$$Y_T = \frac{R_c + R_d}{R_d}\left(\frac{1}{R_0} + \frac{1}{R}\right). \qquad (32)$$

În legătură cu procedeele prezentate mai sus se pot observa următoarele :

— punctul de introducere a tensiunii de compensare poate fi oriunde, începînd de la intrarea amplificatorului A_1; este necesar ca această tensiune să se introducă cu faza corectă care să asigure compensarea;

— procedeele descrise mai sus determină în mod indirect îmbunătăţirea performanţelor tranzitorii ale surselor, întrucît permit utilizarea unor amplificatoare de eroare cu o valoare mai mică a amplificării globale, fiind posibilă astfel mărirea benzii lor de frecvenţă fără pericolul intrării în oscilaţie.

BIBLIOGRAFIE

[1] Felea, I. ş.a. *Circuite cu tranzistoare în industrie*, vol. 2. Bucureşti, Ed. tehnică, 1965.

[2] Gutler, Ph. *Electronic circuit analysis*, vol. 2. New York, Mc Graw-Hill, 1967.

[3] *D. C. power supply handbook. Hewlett Packard application note*, 90, 1969.

[4] Tănăsescu, T. ş. a. *Circuite cu tranzistoare*. Bucureşti, Ed. tehnică, 1962.

[5] *Transistor circuit desing*. Texas Instruments, 1965.

Ing. EMIL GOILAV

Relaţie de echivalenţă între reprezentarea informaţiilor cu simboli duali şi ca funcţii de timp

În scrierea dual㠠se folosesc simboluri cu două stări (0,1) (scrierea binară alocă acestor stări şi valorile numerice respective). În studiul transmiterii informaţiilor codificate se asociază scrierii duale o scriere polinomială, de exemplu :

$$0110101 \leftrightarrow x^5 + x^4 + x^2 + 1. \qquad (1)$$

Sub această formă, informaţia nu poate fi analizată ca un semnal electric transmis printr-un canal de comunicaţie. Pentru studiul semnalelor electrice se foloseşte, în general, reprezentarea ca funcţii de timp, de exemplu :

$$x = X \sin(\omega t + \alpha). \qquad (2)$$

Formele (1) şi (2) reprezintă, din punct de vedere al conţinutului de informaţie, un acelaşi lucru, însă formal sînt complet diferite. Forma (1) o vom numi „informaţională", forma (2), de „transmisiune".

În cele de mai jos se va căuta să se stabilească o relaţie de echivalenţă cu care să se poată trece uşor de la forma (1) la (2).

Pentru claritatea expunerii vom folosi o aplicaţie asupra unui cod „mdn", şi anume a codului „2d4".

1. **Codul** „*mdn*"

Un cod „*mdn*" se bucură de proprietăţile :

a) lungime de cuvînt l constantă :

$$l = n; \qquad (3)$$

b) pondere w constantă :

$$w = m;$$

c) codul „*mdn*" prezintă un caracter ciclic

În adevăr codul „*mdn*" este o submulţime a unui cod binar :

$$\{M\} \subset \{B\}, \qquad (4)$$

unde $\{M\}$ este mulţimea cuvintelor aparţinînd codului „*mdn*" şi $\{B\}$ este mulţimea cuvintelor codului binar. Avem :

$$\{B\} = 2^n, \qquad (5)$$

$$\{M\} = C_n^m. \qquad (6)$$

Deoarece :

$$2^n = \sum_{i=0}^{n} C_n^i, \qquad (7)$$

rezultă că :

— în (7) sînt toate combinaţiile posibile de n simboluri, deci inclusiv toate cuvintele-cod ce rezultă prin ciclarea simbolurilor cuvintelor;

— din (6) rezultă că în codul „*mdn*" sînt toate combinaţiile posibile de n simboluri luaţi cîte „m". Conform (4), trebuie ca şi $\{M\}$ să aibă un caracter ciclic.

Codul „*mdn*" va avea deci :

$$N_{mdn} = \frac{C_n^m}{n} \qquad (8)$$

cuvinte generatoare ale celorlalte cuvinte ale codului. Oricare dintre cuvintele din una din grupele generate pot fi la rîndul lor cuvinte generatoare ale grupei respective.

d) Codurile „*mdn*" formează un spaţiu vector n dimensional.

Un cuvînt-cod poate fi considerat ca un vector avînd n componente:

$$C_n\,(x_1\,x_2\,\ldots\,x_n).$$

Într-un spaţiu vector n dimensional, un cuvînt-cod va fi reprezentat printr-un punct de coordonate x_i. Această reprezentare e însă incomodă pentru scopul urmărit; se va recurge la altă reprezentare vectorială, şi anume se vor reprezenta cuvintele codului ca vectori, funcţie de timp, ceea ce va uşura trecerea de la scrierea dual㠹 la semnale.

Mai înainte se vor face unele observaţii:

Propoziţie: Suma Mod. 2 red. a două cuvinte-cod de aceeaşi pondere are o pondere egală cel puţin cu 2.

Verificare: Două cuvinte aparţinînd unui cod „*mdn*" diferă cel puţin printr-un simbol. Numărul simbolurilor „1", ale căror poziţii coincid în cele două cuvinte şi care dau o sumă egală cu zero, este de maximum $q_{max} = 2\,(n-1)$. Deci suma Mod. 2 red. (suma se face separat pe fiecare coloană; în sumă se reţin numai unităţile) va fi cel puţin 2.

Consecinţe: a) Suma Mod. 2 red. a două cuvinte ale unui cod „*mdn*" poate fi cuvînt al aceluiaşi cod.

b) Din combinaţiile liniare ale unor cuvinte ale unui cod „*mdn*" pot rezulta cuvintele aceluiaşi cod.

Cum un cod „*mdn*" conţine toate combinaţiile posibile de o anumită lungime şi pondere rezultă că fiecare cuvînt-cod poate rezulta din combinaţia liniară a altor cuvinte ale codului. Operaţiile cu cuvintele unui cod „*mdn*" satisfac legile de asociativitate şi distributivitate, iar vectorii cod formează un grup abelian în adunare. Deci ei formează un spaţiu vector.

2. Spaţiul vector al codului 2d4"

Se vor considera acum cuvintele codului „2d4" ca funcţie de timp. Ele pot fi scrise;

$$v(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} c_k\, e^{jk\omega t},\quad -\frac{T}{2} \leqslant t \leqslant \frac{T}{2}\cdot \tag{9}$$

Semnalele cu care se transmit cuvintele au o energie finită, deci:

$$W_i = \int_0^T v^2\,(t)\,dt < \infty, \tag{10}$$

în care caz relaţia (9) se va putea scrie aproximativ:

$$v(t) = \sum_{k=1}^{n} c_k\, e^{jk\omega t},\quad 0 \leqslant t \leqslant T. \tag{11}$$

Aceşti vectori formează şi ei un spaţiu vector. Pentru caracterizarea acestui spaţiu va trebui să se găsească un set de vectori care să subîntindă spaţiul şi care să nu se poată deduce prin combinaţii liniare din alţi vectori ai spaţiului, adică:

$$\sum_{i=1}^{N} c_i\, v_i = 0. \tag{12}$$

Mai sus s-a văzut că, sub formă informaţională, cuvintele codului nu satisfac relaţia (12).

Fie funcţiile de timp $\psi_i(t)$ care satisfac relaţia (12) şi fie f_{ki} coeficienţii asociaţi cu $\psi_i(t)$ astfel ca relaţia (11) să fie satisfăcută; deci:

$$\sum_{1}^{N} b_i\,\psi_i(t) = 0\,;\quad v_i(t) = \sum_{i=1}^{N} f_{ki}\,\psi_i\,(t),\ 0 \leqslant t \leqslant T. \tag{13}$$

Să notăm cu $[v]$ modulul vectorului cod.

$W = [v]^2 = \int_0^T v^2\,(t)\,dt$ — energia conţinută în semnalul $v(t)$, atunci $[v] = [W]^{1/2} = \left[\int_0^T v^2\,(t)\,dt\right]^{1/2}$.

Pentru determinarea vectorilor-bază $\psi_i\,(t)$, care subîntind spaţiul vector al codului „2d4", se va aplica procedeul Gram-Schmidt.

Formula de recurenţă folosită este [1]:

$$v_k\,(t) = [v_k]\psi_k(t) + \sum_{i=1}^{N} v_{ki}\,\psi_i\,(t)\,; \tag{14}$$

coeficienţii v_{ki} sînt aleşi astfel ca să satisfacă o relaţie de forma:

$$\int_0^T [v_i\,,\psi_i(t)]\psi_j(t)\,dt = \begin{cases} 1 \text{ pentru } i = j \\ 0 \text{ pentru } i \neq j \end{cases} \tag{15}$$

care sînt condiţii de ortogonalitate şi normalitate. Conform cu (8), pentru codul „2d4" sînt necesare patru cuvinte generatoare. Din cele patru cuvinte generatoare se vor alege trei ($y_2 = 1100$, $y_3 = 0110$, $y_4 = 0011$), liniar independente, la care se va adăuga funcţia $y_1 = 1000$ de energie unitate (fig. 1).

Pentru tratarea cuvintelor-cod ca funcţii de timp se va preciza natura semnalelor folosite pentru transmisiune. Se vor folosi semnale sinusoidale modulate dreptunghiular în amplitudine (100%), şi anume se va folosi frecvenţa f_1 pentru transmiterea simbolurilor „1" şi f_2 pentru simbolurile „0". Transmisiunea poate fi considerată şi ca o modulaţie de frecvenţă cu fază discontinuă (cu două unde purtătoare diferite).

Fie $s_{1i}\,(t)$ şi $s_{2i}\,(t)$ undele modulatoare şi fie $\varphi_1\,(t)$, $\varphi_2(t)$ undele purtătoare:

$\varphi_1\,(t) = V\cos\,(\omega_1\,t + \alpha)$ pentru simbolurile „1"

$\varphi_2\,(t) = V\cos\,(\omega_2\,t + \beta)$ pentru simbolurile „0"

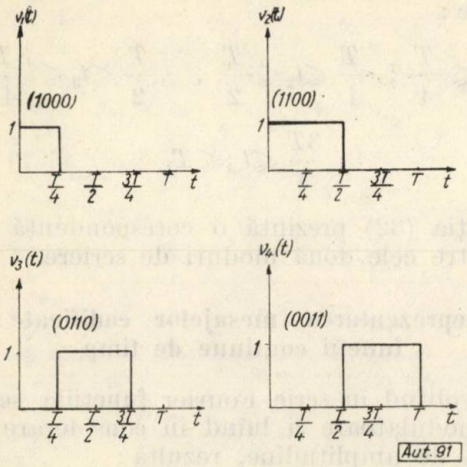


Fig. 1. Funcţiile de timp alese pentru calculul funcţiilor ortonormale la codul „2d4".

Pentru semnalele considerate avem:

$$f_1(t) = V[s_{11}(t)\cos(\omega_1 t+\alpha)+s_{21}(t)\cos(\omega_2 t+\beta)];$$

$$s_{11}(t) = \begin{cases} 1 \text{ pentru } 0 \leqslant t \leqslant \dfrac{T}{4} \\ 0 \text{ în rest} \end{cases}; \quad (16)$$

$$s_{12}(t) = \begin{cases} 1 \text{ pentru } \dfrac{T}{4} \leqslant t \leqslant T \\ 0 \text{ în rest} \end{cases};$$

$$f_2(t) = V[s_{12}(t)\cos(\omega_1 t+\alpha)+s_{22}(t)\cos(\omega_2 t+\beta)];$$

$$s_{12}(t) = \begin{cases} 1 \text{ pentru } 0 \leqslant t \leqslant \dfrac{T}{2} \\ 0 \text{ în rest} \end{cases}; \quad (17)$$

$$s_{22}(t) = \begin{cases} 1 \text{ pentru } \dfrac{T}{2} \leqslant t \leqslant T \\ 0 \text{ în rest} \end{cases};$$

$$f_3(t) = V[s_{13}(t)\cos(\omega_1 t+\alpha)+s_{23}(t)\cos(\omega_2 t+\beta)];$$

$$s_{13}(t) = \begin{cases} 1 \text{ pentru } \dfrac{T}{4} \leqslant t \leqslant \dfrac{3T}{4} \\ 0 \text{ în rest} \end{cases}; \quad (18)$$

$$s_{23}(t) = \begin{cases} 1 \text{ pentru } \begin{cases} 0 \leqslant t \leqslant \dfrac{T}{4} \\ \dfrac{3T}{4} \leqslant t \leqslant T \end{cases} \\ 0 \text{ în rest} \end{cases};$$

$$f_4(t) = V[s_{14}(t)\cos(\omega_1 t+\alpha)+s_{24}(t)\cos(\omega_2 t+\beta)];$$

$$s_{14}(t) = \begin{cases} 1 \text{ pentru } \dfrac{T}{2} \leqslant t \leqslant T \\ 0 \text{ în rest} \end{cases}; \quad (19)$$

$$s_{24}(t) = \begin{cases} 1 \text{ pentru } 0 \leqslant t \leqslant \dfrac{T}{2} \\ 0 \text{ în rest.} \end{cases}$$

Conform procedeului Gram-Schmidt avem:

$$v_1(t) = f_1(t);$$

$$[v_1]^2 = \int_0^{\frac{T}{4}} v_1^2(t)\,dt = \int_0^{\frac{T}{4}} [s_{11}(t)\cos(\omega_1 t+\alpha) + s_{12}(t)\cos(\omega_2 t+\beta)]^2\,dt;$$

$$\int_0^{\frac{T}{4}} s_{12}(t)\cos(\omega_2 t+\beta)\,dt = 0;$$

$$[v_1] = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{\omega_1 T}{2} + \sin\left(\frac{\omega_1 T}{2}+2\alpha\right) - \sin 2\alpha} = \frac{1}{2}A;$$

$$\psi_1(t) = \frac{v_1(t)}{[v_1]} = \begin{cases} \dfrac{2\cos(\omega_1 t+\alpha)}{A} \text{ pentru } 0 \leqslant t \leqslant \dfrac{T}{4} \\ 0 \text{ în rest;} \end{cases} \quad (20)$$

$$v_2(t) = f_2(t) - (f_2, \psi_1)\,\psi_1(t); \quad (21)$$

$$(f_2, \psi_1) = \int_0^{\frac{T}{4}} f_2(t)\,\psi_1(t)\,dt =$$

$$= \int_0^{\frac{T}{4}} \cos(\omega_1 t+\alpha)\frac{2\cos(\omega_1 t+\alpha)}{A}\,dt = \frac{1}{2}A; \quad (22)$$

$$v_2(t) = \begin{cases} \cos(\omega_1 t+\alpha) \text{ pentru } \dfrac{T}{4} \leqslant t \leqslant \dfrac{T}{2} \\ 0 \text{ în rest} \end{cases}; \quad (23)$$

$$[v_2] = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{\omega_1 T}{2} + \sin(\omega_1 T+2\alpha) - \sin\left(\frac{\omega_1 T}{2}+2\alpha\right)} =$$

$$= \frac{1}{2}B;$$

$$\psi_2(t) = \frac{v_2(t)}{[v_2]} = \begin{cases} \dfrac{2\cos(\omega_1 t+\alpha)}{B} \text{ pentru } \dfrac{T}{4} \leqslant t \leqslant \dfrac{T}{2} \\ 0 \text{ în rest.} \end{cases} \quad (24)$$

În mod analog se găseşte, dacă se observă că pentru $v_3(t)$ coeficientul $(f_3, \psi_1) = 0$, iar pentru $v_4(t)$, $(f_4, \psi_2) = (f_4, \psi_1) = 0$:

$$[v_3] = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{\omega_1 T}{2} + \sin\left(\frac{3\omega_1 T}{2}+2\alpha\right) - \sin(\omega_1 T+2\alpha)} =$$

$$= \frac{1}{2}C;$$

$$\psi_3(t) = \begin{cases} \dfrac{2\cos(\omega_1 t+\alpha)}{C} \text{ pentru } \dfrac{T}{2} \leqslant t \leqslant \dfrac{3T}{4} \\ 0 \text{ în rest} \end{cases}; \quad (25)$$

$$v_3(t) = \begin{cases} \cos(\omega_1 t+\alpha) \text{ pentru } \dfrac{T}{2} \leqslant t \leqslant \dfrac{3T}{4} \\ 0 \text{ în rest} \end{cases}; \quad (26)$$

$$(f_3, \psi_2) = \frac{1}{2}B; \quad (27)$$

$$[v_4]=\frac{1}{2}\sqrt{\frac{\omega_1 T}{2}+\sin(2\omega_1 T+2\alpha)-\sin\left(\frac{3\omega_1 T}{2}+2\alpha\right)}=$$

$$=\frac{1}{2}D;$$

$$\psi_4(t)=\frac{v_4(t)}{[v_4]}=\begin{cases}\dfrac{2\cos(\omega_1 t+\alpha)}{D} \text{ pentru } \dfrac{3T}{4}\leqslant t\leqslant T;\\ 0 \text{ în rest}\end{cases} \quad (28)$$

$$v_4(t)=\begin{cases}\cos(\omega_1 t+\alpha) \text{ pentru } \dfrac{3T}{4}\leqslant t\leqslant T;\\ 0 \text{ în rest}\end{cases} \quad (29)$$

$$(f_4,\ \psi_3)=\frac{1}{2}C. \quad (30)$$

Prin analogie se poate scrie pentru coeficientul corespunzător funcţiei $\Psi_4(t)$:

$$c_4=\frac{1}{2}D. \quad (31)$$

S-au determinat astfel patru funcţii ortonormale (20), (24), (25) şi (28) ca funcţii de timp şi patru coeficienţi corespunzători (22), (27), (30) şi (31) (fig. 2).

În cazul cînd se foloseşte modulaţia de frecvenţă (fază continuă) sau modulaţia de fază, în locul relaţiilor (16) — (19) se vor folosi

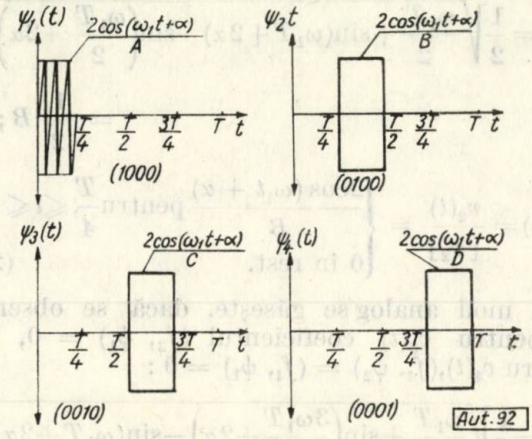


Fig. 2. Reprezentarea geometrică a funcţiilor ortonormale corespunzînd spaţiului vector al codului „2d4".

altele corespunzătoare noilor tipuri de semnale; acestea vor fi de forma:

$$f_i(t)=V\cos(\omega_0 t+s_{ij}(t)+\varphi_0).$$

Un cuvînt-cod, reprezentat cu ajutorul vectorilor funcţie de timp găsiţi mai sus, va avea forma;

$$y=0011\rightarrow\cos(\omega_2 t_1+\beta)+\cos(\omega_2 t_2+\beta)+$$
$$+\cos(\omega_1 t_3+\alpha)+\cos(\omega_1 t_4+\alpha), \quad (32)$$

în care:

$$0\leqslant t_1\leqslant\frac{T}{4};\quad \frac{T}{4}\leqslant t_2\leqslant\frac{T}{2};\quad \frac{T}{2}\leqslant t_3\leqslant\frac{3T}{4};$$
$$\frac{3T}{4}\leqslant t_4\leqslant T.$$

Relaţia (32) prezintă o corespondenţă vizibilă între cele două moduri de scriere.

3. Reprezentarea mesajelor codificate ca funcţii continue de timp

Dezvoltînd în serie Fourier funcţiile semnalelor modulatoare şi luînd în considerare modulaţia de amplitudine, rezultă:

$$f_{1i}(t)=\cos(\omega_1 t+\alpha)\sum_{k=0}^{m-1}r_k+$$
$$+2\sum_{n=\pm1}^{\pm\infty}\sum_{k=0}^{m-1}\frac{\sin\pi r_k n/2}{\pi n}\cos[(\omega_1+n\omega_0)t+\alpha];$$

$$f_{2i}(t)=\cos(\omega_2 t+\beta)\sum_{k=0}^{m-1}(1-r_k)-$$
$$-2\sum_{n=\pm1}^{\pm\infty}\sum_{k=0}^{m-1}\frac{\sin\pi r_k n/2}{\pi n}\cos[(\omega_2+n\omega_0)t+\beta]; \quad (33)$$

$r=\dfrac{\nu(k+1)}{T}$; k — întreg nenegativ; m — ponderea cuvîntului-cod.

Pentru simplificarea expresiilor se va reţine în seriile (33) numai unda fundamentală. Aproximarea este justificată prin faptul că: a) majoritatea energiei semnalului transmis se găseşte în frecvenţa fundamentală; b) deformarea semnalului prin filtrarea armonicelor nu prejudiciază transmiterea exactă a informaţiei. Într-o transmisiune codificată ca aceea folosită, este importantă succesiunea corectă a simbolurilor „1" şi „0" şi nu amplitudinea sau forma semnalelor. Pentru un calcul mai exact se pot folosi fundamentala şi prima armonică, fără ca procedeul să sufere modificări; deci:

$$f_{1i}(t)=\cos(\omega_1 t+\alpha)\sum_{k=0}^{m-1}r_k+$$
$$+2\sum_{k=0}^{m-1}\frac{\sin\pi r_k/2}{\pi}[\cos[(\omega_1+\omega_0)t+\alpha]+$$
$$+\cos[(\omega_1-\omega_0)t+\alpha]]; \quad (34)$$

$$f_{2i}(t)=\cos(\omega_2 t)+\beta)\sum_{k=0}^{m-1}(1-r_k)-$$
$$-2\sum_{k=0}^{m-1}\frac{\sin\pi r_k/2}{\pi}[\cos[(\omega_2+\omega_0)t+\beta]+ \quad (34)$$
$$+\cos[(\omega_2-\omega_0)t+\beta]].$$

În acest caz, notînd cu:

$$c_{0i} = \cos(\omega_1 t + \alpha) \sum_{k=0}^{m-1} r_k \; ;$$

$$d_{0j} = \cos(\omega_2 t + \beta) \sum_{k=0}^{m-1} (1 - r_k);$$

$$C_{1i} = 2 \sum_{k=0}^{m-1} \frac{\sin \pi r_k / 2}{\pi}; \; D_{1j} = -2 \sum_{k=0}^{m-1} \frac{\sin \pi r_k / 2}{\pi},$$

expresia (32) devine:

$$y \to 0011 \leftrightarrow c_{03} + c_{04} + (C_3 + C_4)\,[\cos[(\omega_2 + \omega_0)\,t + \beta] + \cos[(\omega_2 - \omega_0)\,t + \beta]] + d_{01} + d_{02} + (D_1 + D_2)\,[\cos[(\omega_1 + \omega_0)t + \alpha) + \cos[(\omega_1 - \omega_0)\,t + \alpha]]. \quad (35)$$

Coeficienţii c_{0i}, d_{0j}, C_{1i}, D_{1j}, se pot calcula iniţial pentru simbolurile „0", respectiv „1", şi scrierea unui cuvînt-cod oarecare şi a unui mod de transmitere ales se poate face fără nici o greutate.

O simplificare importantă se poate obţine în cazul folosirii semnalelor cu impulsuri monopolare de curent continuu, în care caz:

$$\psi_i(t) = \sqrt{\frac{4}{T}}; \qquad (f_j, \psi_i) = \sqrt{\frac{T}{4}}; \quad (36)$$

$$i = 1, 2, 3, 4, ; \; j = 1, 2, 3, 4$$

$$i \neq j$$

$$y \to 0011 \leftrightarrow C_3 + C_4,$$

C_3 şi C_4 fiind calculaţi cu (36).

Metoda folosită este aplicabilă oricărui cod reprezentat cu simboli duali şi pentru un tip de semnal folosit pentru transmiterea mesajelor codificate.

Concluzii

Cuvintele codurilor „mdn", putîndu-se deduce unele din altele prin combinaţii liniare, nu conţin un set de vectori liniar independenţi care să definească în mod univoc acel cod. În consecinţă, nici descrierea codului prin funcţii de timp nu poate fi univoc făcută.

Pentru a se obţine acest lucru, s-au ales o serie de vectori, funcţii de timp ortonormale, care subîntind spaţiul vector al codului. Acest spaţiu vector este şi acela al unui mod de transmisiune ales care, în acest caz, permite să fie descrisă cu precizie atît forma informaţională cît şi cea de transmisiune a informaţiei.

În acest mod s-a putut stabili o relaţie de echivalenţă între reprezentarea informaţiei cu simboli duali şi ca funcţie de timp. S-a făcut astfel o legătură între modul obişnuit de tratare a informaţiei pe de o parte la emiţător şi receptor, şi pe de altă parte în canalul de transmisiune.

Formele echivalente de scriere (35) corespund nu numai în ce priveşte conţinutul de informaţii ci şi ca formă structurală; este posibilă astfel o mai bună vedere de ansamblu pentru tratarea informaţiei.

BIBLIOGRAFIE

[1] Sakrison, *Comunication theory*. New York, Wiley, 1968.

Conf. dr. ing. S. FLOREA şi ing. A. M. STĂNESCU

Grafe de semnal în analiza circuitelor pneumatice de joasă putere*

Tehnologia de fabricaţie a echipamentului pneumatic de automatizare, precum şi proiectarea elementelor rămîn, în esenţă, probleme de mecanică fină.

Dar, o dată realizat suportul mecanic, din momentul alimentării cu aer sub presiune, analiza comportării dispozitivelor pneumatice şi sinteza blocurilor funcţionale reprezintă probleme tipice de circuit. Burdufurile, membranele, resorturile şi pîrghiile devin elemente constructive ale dispozitivelor de automatizare şi echipamentului de calcul numeric şi analogic. Orice dispozitiv pneumatic trebuie privit, în acest condiţii, ca un circuit complex, format prin interconectarea predeterminată a unor elemente active şi pasive de circuit.

Pentru analiza şi sinteza acestor circuite pneumatice se impune fie elaborarea unor metode de studiu proprii, fie adaptarea metodelor utilizate în cazul circuitelor electrice la specificul transmiterii şi prelucrării informaţiei sub formă de unde de presiune.

Desigur, caracterul neliniar al dependenţelor cădere de presiune-debit, valabil pentru toate elementele de circuit active şi pasive, implică studiul direct al ecuaţiilor diferenţiale de mişcare atît a fluidului de lucru cît şi a părţilor mobile ale dispozitivelor pneumatice. Rezolvarea sistemelor de ecuaţie rezultate se poate face de cele mai multe ori numai cu ajutorul calculatoarelor numerice şi analogice [1], [2].

* În accepţiunea autorilor, circuitele pneumatice de joasă putere (al căror consum nu depăşeşte 500 W), întîlnite în structura echipamentelor pentru obţinerea şi prelucrarea informaţiei, reprezintă o clasă de circuite similare, ca funcţionalitate, cu cele electronice.

Cele mai multe lucrări de specialitate [3], [4] utilizează metode de analiză liniare din teoria circuitelor electrice, extrapolarea fiind posibilă pe baza analogiei electro-pneumatice $Q \sim i$; $\Delta p \sim u$ sau mai riguros $Q \sim i$; $\frac{\Delta p}{\rho} + v^2/2 \sim u$ [5].

Deşi această analogie furnizează premise favorabile dezvoltării unei teorii a circuitelor pneumatice, totuşi, datorită prezenţei diverselor elemente constructive cu piese mobile, gradul de generalitate al lor este limitat.

În lucrarea de faţă se propune o metodă de calcul pentru analiza circuitelor pneumatice bazată pe studiul topologiei schemelor de principiu ale dispozitivelor pneumatice. Pe această cale se obţine graful asociat al circuitului pentru care se poate calcula transmitanţa globală, respectiv funcţia de transfer, aplicînd formula Mason [8]:

$$G = \frac{\sum_{K=1}^{n} G_K \Delta_K}{\Delta}, \qquad (1)$$

unde:

G_K este transmitanţa căii directe K, obţinute ca produsul transmitanţelor tuturor laturilor care formează traseul dintre nodul sursă şi nodul receptor;

$\Delta = 1 - \Sigma L_{i1} + \Sigma L_{i2} - \Sigma L_{i3} + \ldots$ şi reprezintă determinantul grafului;

L_{i1} — transmitanţa buclei i a grafului;

$L_{i2}, L_{i3} \ldots$ — produsul transmitanţelor buclelor neadiacente luate cîte două, cîte trei etc;

Δ_K — determinantul subgrafului neadiacent căii directe K.

1. Graful de semnal asociat unui circuit pneumatic

Metoda analitică care urmează a fi expusă are la bază ipoteza liniarizării circuitelor pneumatice. Teoretic, această ipoteză nu oglindeşte realitatea, reţelele respective fiind prin definiţie neliniare, dar, practic, este suficient de exactă pentru cazul funcţionării elementelor active cu variaţii de amplitudine foarte mică în jurul unor valori medii. Într-adevăr, orice amplificator ca şi orice rezistenţă pneumatică are caracteristici statice care prezintă zone limitate de liniaritate sau neliniarităţi neesenţiale.

Concomitent cu adoptarea ipotezei liniarităţii limitate a caracteristicilor se presupune de obicei că sistemul respectiv posedă parametri concentraţi şi este autonom.

În ceea ce priveşte existenţa parametrilor concentraţi pentru circuitele pneumatice, acest lucru este adevărat dat fiind domeniul de frecvenţe joase de lucru şi dată fiind lungimea relativ mică a conductelor de interconexiune. În schimb, autonomia sistemelor pneumatice este mai puţin respectată datorită dispersiei caracteristicilor elementelor în timp (îmbătrînirea membranelor, uzura, frecările etc.).

În concluzie, ipotezele asupra liniarităţii circuitelor, asupra existenţei parametrilor concentraţi şi a autonomiei lor, pot fi admise pentru un studiu analitic aproximativ.

Pe de altă parte, formarea semnalului de comandă pneumatic se reduce la efectuarea unor operaţii de însumare algebrică, înmulţirea cu un coeficient constant, integrarea şi derivarea. Prin aplicarea transformatei Laplace sau Fourier, deci transferarea problemei de analiză sau sinteză în domeniul complex, operaţiile de mai sus devin operaţii algebrice.

Prin definiţie, analogiile grafice ale ecuaţiilor algebrice sînt grafele de semnal, astfel încît asocierea unei structuri topologice de tipul grafului de semnal oricărui circuit pneumatic cu orice grad de complexitate este întotdeauna posibilă. Graful de semnal nu este unic pentru un sistem de ecuaţii algebrice [6], ceea ce impune stabilirea unei metode de trasare a grafului, metodă care să ţină seamă de specificul circuitelor pneumatice prin alegerea optimă a variabilelor de încărcare ale nodurilor sursă, ale nodurilor receptoare şi ale nodurilor intermediare.

În acest sens s-au analizat mai multe variante de trasare a grafului asociat unui circuit pneumatic, în final stabilindu-se un procedeu direct şi relativ simplu care conferă metodei un grad de generalitate suficient.

Din cercetarea directă a schemei principiale a dispozitivului studiat şi a structurii reţelei sale echivalente, active sau pasive, se selectează variabilele de încărcare pentru nodurile grafului după cum urmează:

— nodul sursă va fi încărcat prin presiunea sau debitul de intrare în funcţie de natura semnalului furnizat de dispozitivul precedent;

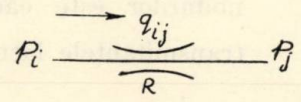
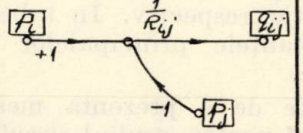
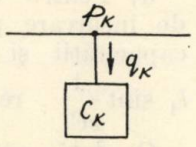
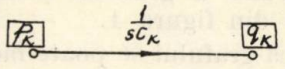
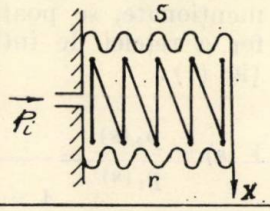
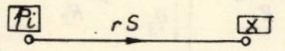
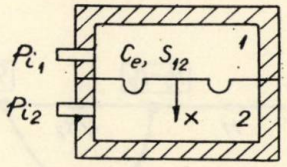
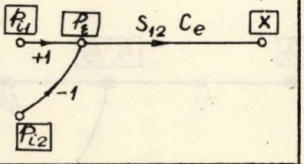
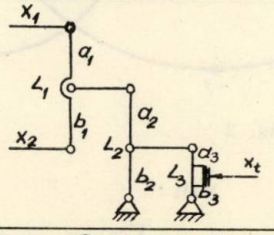
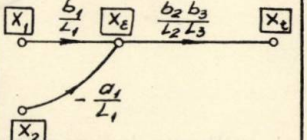
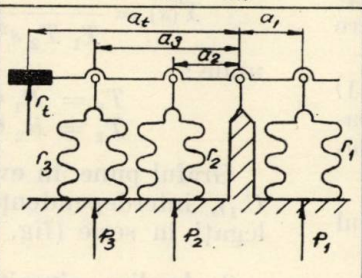
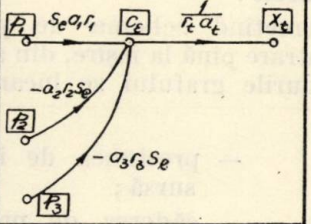
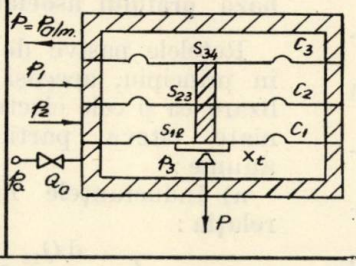
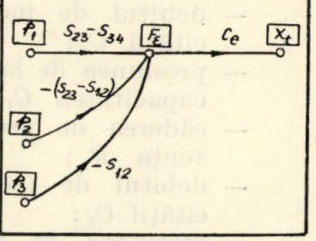
— nodul receptor va fi încărcat prin presiunea sau debitul de ieşire potrivit naturii sarcinii, receptor de debit sau captator de presiune.

În nodurile intermediare se vor obţine căderile de presiune pe elementele rezistive, debitele care încarcă capacităţile circuitului şi presiunile la care se încarcă capacităţile circuitului.

Presiunile şi debitele reţelei care nu intervin în trasmitanţa globală a grafului nu pot figura în graf datorită procedeului de construire adoptat.

Căderile de presiune pe rezistenţe, precum şi debitele de fluid rezultante în punctele de

Tabela 1

Nr. crt.	Denumirea elementului	Schema principială sau simbolul	Relaţia de calcul	Graful
1.	rezistenţă liniară		$P_{ij} \triangleq \frac{P_i - P_j}{q_{ij}}$	
2.	capacitate		$\frac{1}{sC_K} \triangleq \frac{P_K}{q_K}$ C_K - capacitate	
3.	burduf		$X = r S P_i$ S - aria burduf r - supleţea	
4.	membrana		$X = C_e S_{12} (P_{i1} - P_{i2})$ C_e - elasticitatea membranei	
5.	comparator cu pârghii		$X_t = \frac{b_2}{L_2}\frac{b_3}{L_3}\left(\frac{b_1}{L_1}x_1 - \frac{a_1}{L_1}x_2\right)$	
6.	comparator cu burdufuri		$r_t = \frac{S_e}{r_e a_t}(a_1 r_1 P_1 - a_2 r_2 P_2 - a_3 r_3 P_3)$ r_e - supleţe echivalentă. S_e - aria burdufului	
7.	comparator cu membrane		$X_t = C_e [P_1(S_{23} - S_{34}) - P_2(S_{23} - S_{12}) - P_3 S_{12}]$	

ramificaţie ale circuitului, vor fi obţinute prin închiderea corespunzătoare a unor bucle ale grafului. In ceea ce priveşte valoarea transmitanţelor laturilor transcrise în graf, aceasta depinde de caracterul circuitului (pasiv sau activ), de principiul constructiv al dispozitivului pneumatic respectiv. În tabela 1 se prezintă transmitanţele principalelor elemente pneumatice.

Înainte de a prezenta metoda de analiză şi sinteză pentru studiul circuitelor pneumatice pasive şi active, se va aplica procedeul enunţat de construire a grafului pentru circuitul de întîrziere din figura 1.

Trasarea grafului se poate face direct (fig. 2) din schema echivalentă dată în figura 1 fără

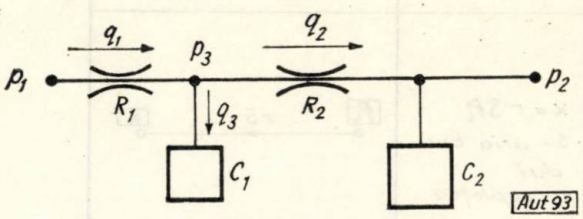


Fig. 1

b) Căderile de presiune pe rezistenţele R_1, R_2, precum şi debitul q_1 rezultat în punctul de ramificaţie (fig. 1), implică, la construirea grafului, închiderea buclelor L_1, L_2, rspectiv L_2, prin laturile l_5, l_7, respectiv l_6.

c) Pentru elementele rezistive, succesiunea nodurilor este cădere de presiune-debit, iar transmitanţele laturilor l_1 şi l_3 sînt $\frac{1}{R_1}$, respectiv $\frac{1}{R_2}$.

d) Pentru elementele capacitive, debitul de încărcare precede presiunea din cavitatea capacităţii şi transmitanţele laturilor l_2 şi l_4 sînt $\frac{1}{sC_1}$, respectiv $\frac{1}{sC_2}$.

O dată construit graful după principiile menţionate, se poate obţine funcţia de transfer a reţelei de întîrziere prin aplicarea relaţiei (1):

$$Y(s) = \frac{p_2(s)}{p_1(s)} = \frac{\frac{1}{s^2 T_1 T_2}}{1 + \frac{1}{sT_1} + \frac{1}{sT_2} + \frac{1}{sT_3} + \frac{1}{s^2 T_1 T_2}}$$

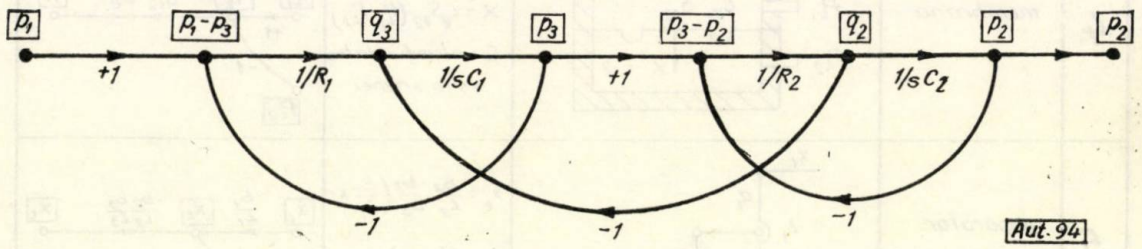


Fig. 2

să se mai utilizeze interpretarea grafică a sistemului de ecuaţii reprezentînd modelul matematic aferent circuitului, avînd în vedere următoarele:

a) Cercetînd schema de principiu (fig. 1) de la intrare pînă la ieşire, din aproape în aproape, nodurile grafului se încarcă prin variabilele:

p_1	— presiunea de intrare în nodul sursă;
$p_1 - p_3$	— căderea de presiune pe rezistenţa R_1;
q_3	— debitul de încărcare a capacităţii C_1;
p_3	— presiunea de la care se încarcă capacitatea C_1;
$p_3 - p_2$	— căderea de presiune pe rezistenţa R_2;
q_2	— debitul de încărcare a capacităţii C_2;
p_2	— presiunea de ieşire în nodul receptor.

sau:

$$Y(s) = \frac{1}{T_1 T_2 s^2 (T_1 + T_2 + T_4) + 1},$$

unde:

$$T_1 = R_1 C_1, \qquad T_3 = R_1 C_2,$$
$$T_2 = R_2 C_2, \qquad T_1 = R_2 C_1.$$

Graful pune în evidenţă, prin bucla $1/(s R_2 C_1)$, interdependenţa între cei doi cvadripoli legaţi în serie (fig. 1).

2. Analiza circuitelor pneumatice pasive pe baza grafului asociat

Reţelele pasive de corecţie pneumatice au, în principiu, aceeaşi structură şi aceeaşi utilizare ca şi cele electrice. Totuşi trebuie subliniate cîteva particulatităţi importante, şi anume:

a) Inductanţele liniilor sînt definite prin relaţia:

$$L = \frac{dQ_{12}}{\Delta p_{12}} = \frac{\rho l}{A}, \qquad \frac{cm^5}{kgf\ s^2}, \qquad (2)$$

unde :

Q_{12} este debitul de gaz ce străbate inductanţa ;
p_{12} — căderea de presiune pe element ;
l — lungimea liniei ;
A — secţiunea sa transversală ;
ρ — densitatea fluidului.

Inductanţele pneumatice nu sînt utilizate în sinteza circuitelor, deoarece pentru domeniul de frecvenţe de lucru (de ordinul sutelor de Hz) şi pentru dimensiunile geometrice uzuale, valoarea impedanţelor lor este neglijabilă.

b) Capacităţile reprezentate de volume fixe sau variabile sînt capacităţi puse la masă, definite prin relaţia :

$$C = \frac{Q_i - Q_e}{\frac{d\Delta p}{dt}} = \frac{V\rho}{np}, \quad \frac{\text{cm}^5}{\text{kgf}}, \tag{3}$$

unde :

V este volumul cavităţii pneumatice ;
n — constanta politropică ;
p — presiunea din cavitate.

Dacă încărcarea capacităţii se face în urma unui proces izotermic $\frac{p}{\rho} = \text{ct}$, elementul este liniar ; dacă transformarea gazului este politropică, atunci el devine neliniar.

c) Rezistenţele pneumatice pot fi :

— liniare (tuburi capilare), valoarea lor fiind dată de relaţia :

$$R \triangleq \frac{\Delta p_{12}}{Q_{12}} = \frac{128 l \nu}{\pi d^4}, \quad \frac{\text{kgf}}{\text{cm}^5}; \tag{4}$$

— neliniare ; valoarea lor se calculează grafoanalitic prin liniarizarea caracteristicii debit-cădere de presiune (determinată experimental) în jurul unor puncte medii de funcţionare, cu relaţia :

$$R \triangleq \frac{d(\Delta p_{12})}{d Q_{12}}, \quad \frac{\text{kgf s}}{\text{cm}^5}. \tag{5}$$

Rezistenţele neliniare pot fi fixe sau variabile (ajutaj-paletă, bilă-con, con-con etc.), modificarea valorii lor realizîndu-se printr-o deplasare mecanică.

Pentru elementele de circuit enumerate mai sus, transmitanţele laturilor au valoarea impedanţelor lor.

O categorie distinctă în cadrul circuitelor pasive o reprezintă comparatoarele pasive realizate cu pîrghii, membrane sau burdufuri. Metoda grafului de semnal asociat permite tratarea unitară indiferent de principiul construcţiei pentru aceste comparatoare. În tabela 1 se prezintă cele trei tipuri de comparatoare, precum şi grafele asociate lor.

Avantajele folosirii grafului de semnal asociat pentru analiza circuitelor pasive devin cu atît mai importante cu cît gradul de complexitate al schemei creşte.

Se consideră ca exemplu puntea Wheatstone pneumatică pasivă a cărei schemă echivalentă este dată în figura 3.

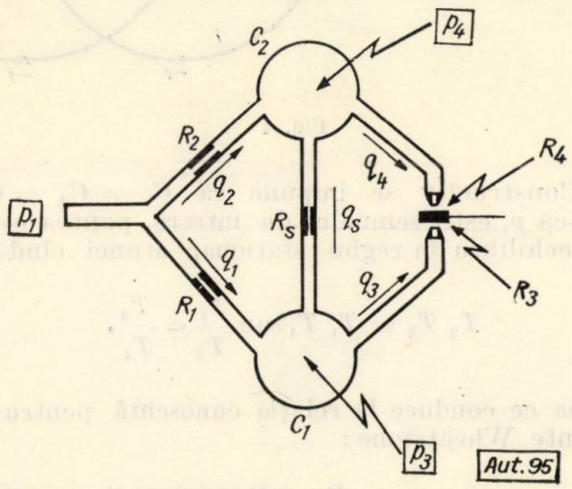


Fig. 3

Circuitul este format din două rezistenţe capilare R_1 şi R_2, fixe, din două rezistenţe variabile ajutaj-paletă, R_3 şi R_4 şi dintr-o rezistenţă de sarcină R_s necesară măsurării debitului de dezechilibru al punţii. Caracteristic schemei pneumatice este prezenţa celor două capacităţi C_1 şi C_2 în nodurile diagonalei de măsură.

Pentru circuitul prezentat, rezolvarea sistemului de şapte ecuaţii cu şapte necunoscute este incomodă. În schimb, formarea grafului de semnal asociat (fig. 4) permite calculul direct al transmitanţei globale cu ajutorul formulei Mason :

unde :

$$T_1 = R_1 C_1, \quad T_4 = R_2 C_4,$$
$$T_2 = R_2 C_2, \quad T_5 = R_s C_1,$$
$$T_3 = R_3 C_1, \quad T_6 = R_s C_2.$$

$$\frac{q(s)}{p_1(s)} = \frac{1}{R_i} \cdot \frac{s\left(\frac{1}{T_2} - \frac{1}{T_1}\right) + \left(\frac{1}{T_1 T_3} - \frac{1}{T_1 T_4}\right)}{s^2 + s\sum_{i=1}^{6}\frac{1}{T_i} + \left(\frac{1}{T_6} + \frac{1}{T_2} + \frac{1}{T_4}\right)\left(\frac{1}{T_1} + \frac{1}{T_3}\right) + \frac{1}{T_5}\left(\frac{1}{T_2} + \frac{1}{T_4}\right)}, \tag{6}$$

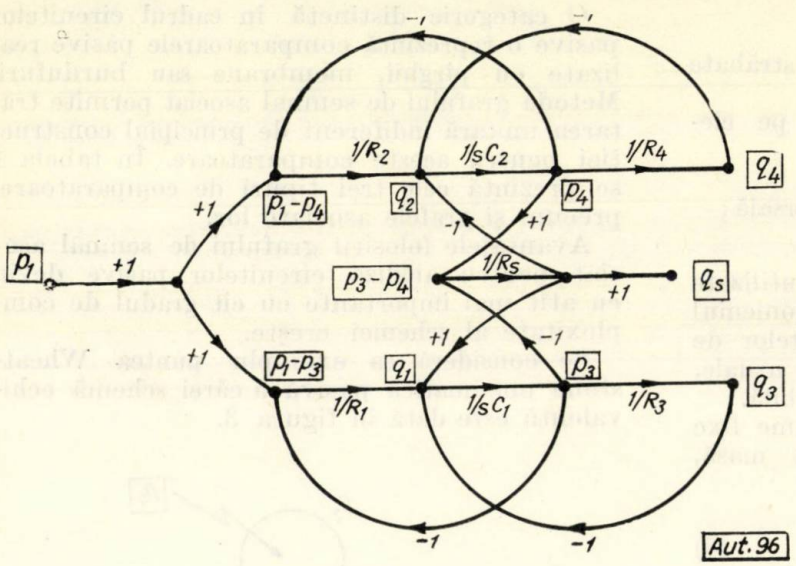


Fig. 4

Constructiv se impune ca $C_1 = C_2 = C$. Dacă p_1 este semnalul de intrare, puntea este în echilibru în regim staţionar atunci cînd :

$$T_2 T_3 = T_1 T_4 \text{ sau } \frac{T_1}{T_2} = \frac{T_3}{T_4},$$

ceea ce conduce la relaţia cunoscută pentru o punte Wheatstone :

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}. \qquad (7)$$

O condiţie mai restrictivă de construcţie a punţii, şi anume $R_1 = R_2 = R$, implică la echilibru în regim static şi dinamic egalitatea $T_3 = T_4$ şi $R_3 = R_4$.

În afara acestor concluzii cunoscute calitativ, metoda de analiză pe baza grafului pune în evidenţă explicit dinamica punţii, care se comportă ca un filtru trece-bandă pentru variaţiile presiunii de intrare.

Studiul analitic al punţii Wheatstone pneumatice a relevat largile posibilităţi pe care le oferă construcţia grafului asociat circuitului pentru analiza circuitelor pneumatice pasive.

3. Analiza circuitelor active pe baza grafelor de semnal

Blocurile de calcul şi regulatoarele pneumatice sînt realizate constructiv din amplificatoare de debit şi presiune, rezistenţe şi capacităţi, elemente elastice şi legături mecanice. Ca amplificatoare de debit şi presiune se folosesc mai frecvent elemente de tipul ajutaj-paletă în etajele de preamplificare şi elemente de tipul bilă-con în etajele finale de amplificare, iar elementele elastice şi legăturile mecanice sînt reprezentate de burdufuri, membrane, inele, resorturi, pîrghii şi articulaţii. Întreg ansamblul funcţional are una sau mai multe legături de reacţii pneumatice.

În literatura de specialitate, amplificatoarele sînt tratate în analiza liniară drept simple elemente proporţionale. Ca elemente active de circuit însă, ele trebuie caracterizate într-un alt mod. Astfel, regimul lor static de funcţionare poate fi complet descris prin familiile de caracteristici de intrare, de ieşire şi de transfer. Deoarece caracterul neliniar şi complex al curgerii subcritice sau supracritice face dificilă deducerea şi utilizarea unor expresii analitice între debite şi presiuni, se impune, ca şi în electronică, determinarea lor experimentală.

Prin liniarizarea lor în jurul punctelor medii de funcţionare se pot calcula grafoanalitic parametrii amplificatorului respectiv (rezistenţa la ieşire, factorul static de amplificare şi panta).

În ceea ce priveşte folosirea schemei echivalente a amplificatorului pentru analiza regimului dinamic, aceasta oferă avantaje importante faţă de orice altă metodă. Totodată această metodă permite determinarea transmitanţei laturii grafului care descrie prezenţa elementului activ în circuitul analizat, precum şi modul de cuplare cu celelalte elemente ale schemei.

Pentru a ilustra această optică de circuit asupra elementelor active pneumatice, în cele ce urmează se va stabili schema echivalentă

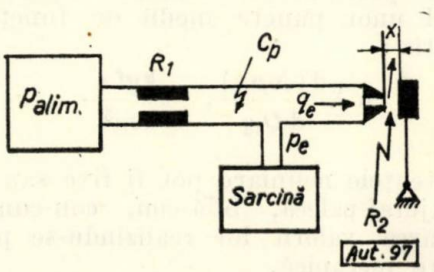


Fig. 5

a amplificatorului ajutaj-paletă reprezentat în figura 5.

Deoarece amplificatorul ajutaj-paletă este un amplificator de presiune care prezintă o impendanţă de ieşire ridicată, circuitul său echivalent va avea structura din figura 6, pentru care utilizarea relaţiilor analoage le-

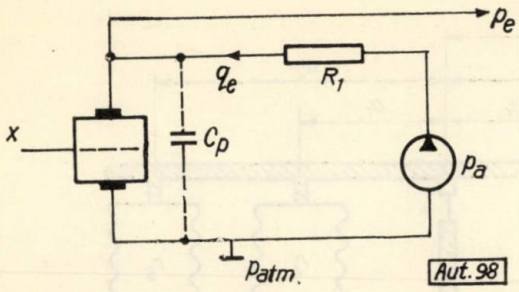


Fig. 6

gilor lui Kirchhoff permite scrierea următoarelor relaţii :

$$q_e = f_e(p_e, x) \tag{8}$$

$$p_e + R_1 \cdot q_e = p_a, \tag{9}$$

unde :

p_a este presiunea de alimentare ;
x — distanţa de la paletă la ajutaj ;
q_e — debitul de ieşire al amplificatorului ;
p_e — presiunea de ieşire a amplificatorului.

Diferenţiind relaţia (8) şi scriind-o sub forma diferenţelor finite, se obţine :

$$\Delta q_e = \left.\frac{\delta q_e}{\delta p_e}\right|_{x=\text{ct}} \Delta p_e + \left.\frac{\delta q_e}{\delta x}\right|_{p_e=\text{ct}} \Delta x, \tag{10}$$

unde :

$\left.\frac{\partial q_e}{\partial p_e}\right|_{x=\text{ct}} = R_i$ este rezistenţa internă în jurul punctului mediu de funcţionare ;

$\left.\frac{\partial q_e}{\partial x}\right|_{p_e=\text{ct}} = S$ — panta în jurul punctului mediu de funcţionare.

Produsul $R_i \cdot S = \mu$ reprezintă factorul de amplificare static.

Se observă că rezistenţa internă este identică cu rezistenţa ajutaj-paletă, variabilă mecanic.

Dacă se diferenţiază şi relaţia (9), se obţine :

$$\Delta p_e = - R_1 \Delta q_e. \tag{11}$$

Din ecuaţiile (10) şi (11) se deduce în final :

$$R_i S q_e + R_1 \Delta q_e = \mu x. \tag{12}$$

Acestei ultime relaţii îi corespunde schema echivalentă în regim dinamic din figura 7. Dacă se consideră şi capacitatea parazită a cavităţii amplificatorului, schema se va completa cu o capacitate suplimentară.

În aceste condiţii, transmitanţa laturii grafului, care descrie efectul de amplificare va fi în cazul general :

$$A = - \frac{\mu Z_s}{R_i + Z_s}, \tag{13}$$

unde :

$$Z_s = \frac{R_1}{s C_p R_1 + 1}.$$

În mod similar se formulează problema şi pentru amplificatoarele bilă-con sau con-con. Diferenţa faţă de amplificatorul ajutaj-paletă constă în natura semnalelor de ieşire şi de intrare şi anume la intrare se aplică o forţă iar la ieşire se culege un debit, elementul fiind un amplificator de debit.

Ţinînd seama de faptul că amplificatoarele pneumatice pot fi caracterizate ca elemente active de circuit prin schema echivalentă în regim dinamic şi prin transmitanţa asociată, metoda de analiză pe baza grafelor se poate extrapola şi în cazul reţelelor complexe ale regulatoarelor şi blocurilor de calcul pneumatice. Pentru aplicarea metodei la un circuit pneumatic complex se consideră schema de principiu pentru un regulator PID (Siemens Telepneu), dată în figura 8.

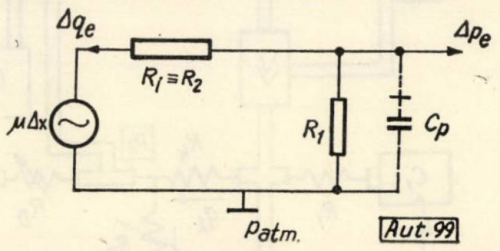


Fig. 7

Din cercetarea directă a acestei scheme şi pe baza regulilor enunţate în paragraful 1 rezultă construcţia grafului asociat, graf ce este trasat în figura 9.

Aplicînd formula Mason se obţine, după o serie de calcule intermediare, funcţia de transfer a regulatorului ca raportul următoarelor două expresii :

$$n = A_1 A_2 \frac{a_1 S_e K_p}{a_i r_i s^3 T_1 T_D T_I}\left\{\left(\frac{1}{K_p} + 1 + \frac{K_D}{K_p}\right) T_1 T_D T_I s^3 + \right.$$

$$+ \left[\left(1 + \frac{1}{K_p}\right) T_1 T_I + \left(1 + \frac{1}{K_p} + \frac{K_D}{K_p}\right) T_I T_D + \right.$$

$$+ \left(1 + \frac{1}{K_p} + \frac{K_D}{K_p}\right) T_I T_{ID} + \left(1 + \frac{1}{K_p} + \right.$$

$$\left. + \frac{K_D}{K_p}\right) T_1 T_D \Big] s^2 + \Big[T_1 \left(1 + \frac{1}{K_p}\right) + T_I \left(1 + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{K_p}\right) + \frac{1}{K_p} T_D + \left(\frac{1}{K_p} + \frac{K_D}{K_p}\right) T_1 T_{ID} \Big] s + 1 \Big\}; \; N =$$

$$= \frac{a_2 S_e}{a_i r_i} A_1 A_2 \frac{K_p}{s^3 T_1 T_D T_I} \left(1 + s T_1\right) \Big[\left(2 T_I + T_D\right) s + $$

$$+ 1 \Big] + \Big[K_p + K_D + \frac{1}{s T_D} + \frac{1}{s T_{ID}} + \frac{1}{s T_I} + \frac{1}{s T_1} + $$

$$+ \frac{1}{s^2 T_{ID} T_1} + \frac{1}{s^2 T_1 T_I} + \frac{K_p}{s^2 T_1 T_I} + \frac{K_p}{s^2 T_D T_I} + $$

$$+ \frac{K_p}{s^2 T_D T_1} + \frac{K_D}{s^2 T_{ID} T_1} + \frac{K_p}{s^3 T_1 T_D T_I} \Big),$$

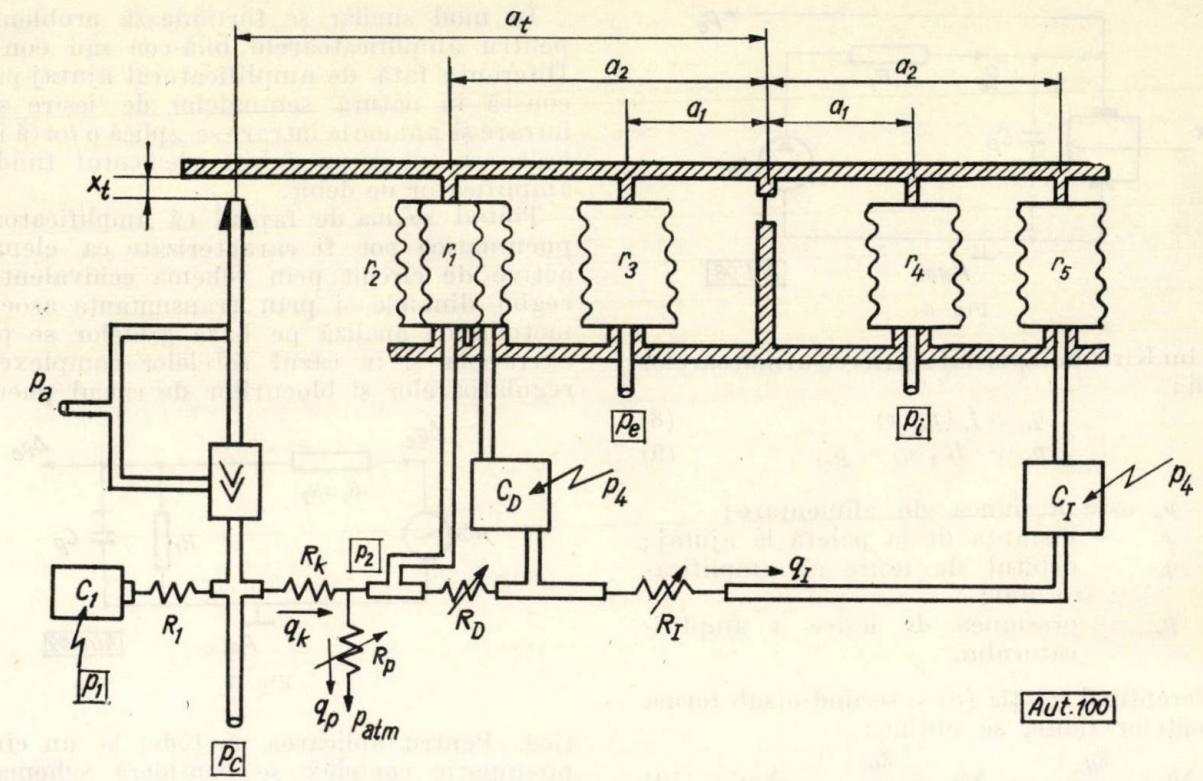


Fig. 8

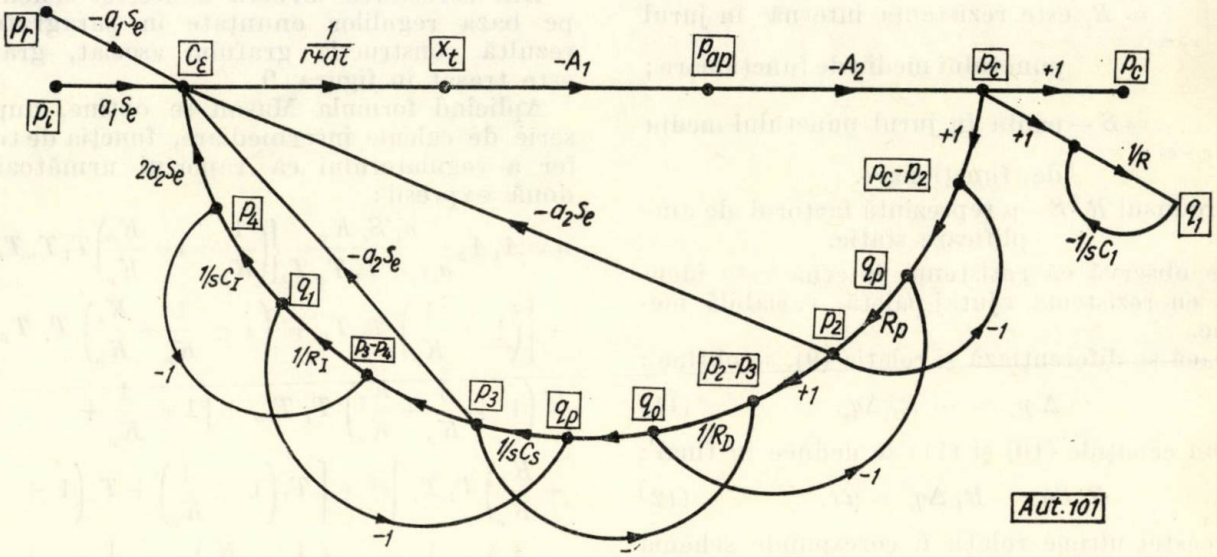


Fig. 9

unde:

$T_1 = R_1 C_1$;

$T_I = R_I C_I$ — constanta de integrare a regulatorului;

$T_D = R_D C_D$ — constanta de derivare a regulatorului;

$T_{ID} = R_I C_D$;

A_1, A_2 — transmitanţele corespunzătoare amplificatoarelor ajutaj—paletă, respectiv bilă—con;

$K_p = \frac{R_p}{R_K}$ — constanta de proporţionalitate a regulatorului;

$K_D = \frac{R_p}{R_D}$;

$\frac{1}{r_t} = \sum_{i=1}^{5} \frac{1}{r_i}$ — supleţea echivalentă a burdufurilor;

S_e — aria efectivă a burdufurilor;

C — cuplul rezultant;

p_{ap} — presiunea la ieşirea amplificatorului ajutaj — paletă.

Dacă se impune respectarea următoarelor condiţii, pe care le vom numi condiţii de proiectare :

$$T_{ID} \ll T_I, \qquad R_D \ll R_I,$$
$$T_{ID} \ll T_D, \qquad C_I \ll C_D,$$
$$K_D \ll K_p, \qquad R_K \gg R_p,$$
$$A_1 A_2 \gg 1,$$

funcţia de transfer aproximativă va fi :

$$Y(s) \cong \cong \frac{A_1 A_2 \frac{a_1}{a_t} \frac{S_e}{r_l} \frac{1+K_p}{T_I T_D T_1 s^3} (1+sT_1)(1+T_I s)(1+T_D s)}{A_1 A_2 a_2 S_e \frac{K_p}{T_1 T_D T_I s^2} (1+sT_1)[(2T_I+T_D)s+1]} \tag{14}$$

sau în final :

$$Y(s) \cong \frac{a_1}{a_2}\left(1+\frac{R_K}{R_p}\right)\frac{(1+sT_I)(1sT_D)}{sT_I} \cdot \frac{1}{\left(\frac{T_D}{T_I}+2\right)s+1} \cdot \tag{15}$$

Utilizarea metodei de analiză pe baza grafului asociat circuitului a permis determinarea analitică a funcţiei de transfer, atît sub formă generală, cît şi sub formă simplificată, punînd totodată în evidenţă condiţiile de proiectare pentru asigurarea unor erori minime faţă de forma ideală a regulatorului PID, precum şi influenţa tuturor elementelor constructive asupra dinamicii regulatorului. În acelaşi timp, calculele efectuate demonstrează fără echivoc gradul de generalitate al metodei şi pentru circuitele active pneumatice.

4. Sinteza circuitelor pneumatice pe baza grafului asociat circuitului

Construcţia grafului asociat unui circuit pneumatic pasiv sau activ deschide şi o altă perspectivă teoriei circuitelor pneumatice, şi anume sinteza unor circuite cu funcţionalitate predeterminată. Pentru a ilustra această afirmaţie, în continuare se descrie succint sinteza unei reţele de corecţie pentru regulatoarele PID cu burdufuri. Constructiv se impune ca mărimea de ieşire a reţelei de corecţie să fie o deplasare a paletei unui amplificator ajutaj-paletă, obţinută ca diferenţa deplasărilor a două burdufuri antagoniste avînd aceeaşi suplete şi aceeaşi arie efectivă. Pentru obţinerea acestor condiţii trebuie realizat un corector care să aibă următoarea funcţie de transfer :

$$Y(s) = \frac{rS}{2} \cdot \frac{sT_2}{s^2 T_1 T_2 + s(T_1+T_2)+1} \cdot \tag{16}$$

Pentru a pune relaţia (16) sub o formă care să permită trasarea grafului se împarte la numărător cu $s^2 T_1 T_2$ şi se obţine :

$$Y(s) = \frac{rA}{2} \cdot \frac{\frac{1}{sT_1}}{1+\frac{1}{sT_1}+\frac{1}{sT_2}+\frac{1}{s^2 T_1 T_2}} \cdot \tag{17}$$

Graful asociat acestei funcţii de transfer va conţine două bucle neadiacente, iar transmitanţa căii directe va fi $\frac{1}{sT_1}$ (fig. 10). Acestui graf îi corespunde circuitul din figura 11.

Se observă că, pentru circuitul pneumatic fizic realizabil, este necesară completarea grafului cu o latură suplimentară. În aceste condiţii, funcţia de transfer finală va fi :

$$Y(s) = \frac{rS}{2} \cdot \frac{\frac{1}{sT_1}}{1+\frac{1}{sT_1}+\frac{1}{sT_2}+\frac{1}{sT_3}+\frac{1}{s^2 T_1 T_2}} \tag{18}$$

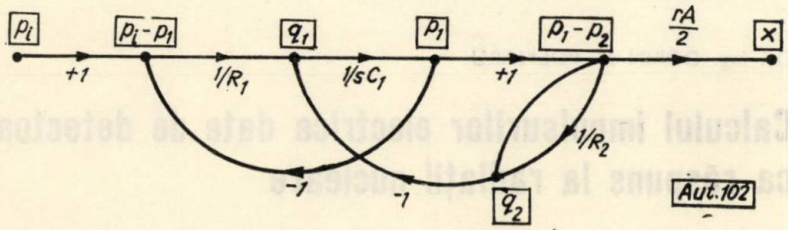


Fig. 10

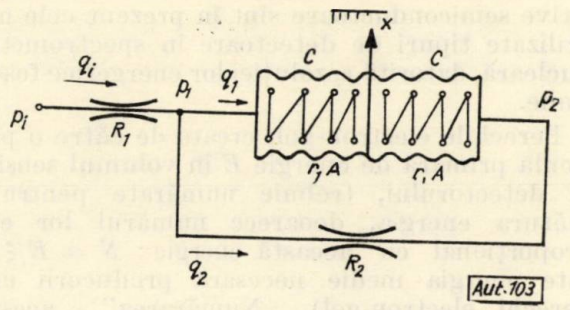


Fig. 11

sau :

$$Y(s) = \frac{rS}{2} \cdot \frac{sT_2}{s^2 T_1 T_2 + s(T_1+T_2+T_4)+1}, \tag{19}$$

în care constantele de timp au următoarele valori :

$$T_1 = R_1 C_1, \qquad T_3 = C_1 R_2,$$
$$T_2 = R_2 C_2, \qquad T_4 = C_2 R_1.$$

Prin cuplarea acestui circuit de corecţie pe calea de reacţie a unui amplificator cu factor de amplificare foarte mare se obţine un efect proporţional-integral-derivativ.

Dacă se suprimă rezistenţa R_1, reţeaua de corecţie va permite simularea legii de reglare proporţional integrală.

Se constată că utilizarea grafului asociat unei anumite funcţii de transfer permite stabilirea directă a structurii unui circuit pneumatic activ sau pasiv, precum şi determinarea analitică a valorilor elementelor de circuit fizic realizabile.

Metoda propusă pentru analiza şi sinteza circuitelor pneumatice, bazată pe construirea grafului asociat, scoate în evidenţă următoarele avantaje importante :

— metoda grafului asociat poate fi aplicată la studiul circuitelor şi elementelor pneumatice independent de principiul lor constructiv ;

— funcţia de transfer a circuitului ce se analizează, se obţine uşor prin aplicarea directă a formulei Mason ;

— determinarea influenţei tuturor elementelor de circuit asupra dinamicii schemei şi determinarea prezenţei reacţiilor interne ale dispozitivului studiat este fezabilă ;

— pe baza structurii grafului asociat modelarea dispozitivului pe calculatorul analogic este posibilă.

Utilizarea acestei metode pentru calculul de proiectare a echipamentelor pneumatice de automatizare este suficient de riguroasă şi aduce simplificări importante faţă de metoda rezolvării ecuaţiilor de funcţionare ale elementelor.

BIBLIOGRAFIE

[1] Andersen, B. W. *Applied pneumatics.* New York, McGraw-Hill, 1967.
[2] Blackburn, J. F. *Mécanismes et servomécanismes à fluide sous pression.* Paris, Dunod, 1966.
[3] Molle, R. *Les composants hydrauliques et pneumatiques de l'automatique.* Paris, Dunod, 1967.
[4] Harrower, I. A. *Designing pneumater analog computing systems.* ISA, nov 1962.
[5] Kirshner, I. M. *Fluid amplifiers.* New York, McGraw-Hill, 1966.
[6] Berger, Cl. *Teoria grafurilor şi aplicaţiile ei.* Bucureşti. Ed. tehnică, 1969.
[7] Florea, S., Dumitrache, I., Stănescu, A. *Contribuţii la stabilirea unei terminologii de bază pentru echipamentele de automatizare şi de calcul pneumatic.* În pregătire.
[8] Mason, S. E. *Feedback theory, some properties of signal flow graphs.* In : Proc. IRE, sept 1953.
[9] Mason, S. E. *Feedback theory, further properties of signal flow graphs.* In : Proc. IRE, iul 1956.
[10] Wing, O. *Ladder network analysis by signal flow graph.* In : IRE trans. on circuit theory, CT-3, dec 1956

Dr. ing. DORIN N. POENARU

Calculul impulsurilor electrice date de detectoare cu semiconductoare ca răspuns la radiaţii nucleare

Detectoarele de radiaţii nucleare cu dispozitive semiconductoare sînt în prezent cele mai utilizate tipuri de detectoare în spectrometria nucleară, datorită rezoluţiei lor energetice foarte bune.

Perechile electron-gol, create de către o particulă primară de energie E în volumul sensibil al detectorului, trebuie numărate pentru a măsura energia, deoarece numărul lor este proporţional cu această energie : $N = E/\epsilon$ (ϵ este energia medie necesară producerii unei perechi electron-gol). „Numărarea" acestor perechi este posibilă deoarece, fiecare avînd o sarcină electrică elementară e, sarcina electrică totală :

$$Q = N_e = \frac{e}{\epsilon} E \qquad (1)$$

este de asemenea proporţională cu energia E. Problema se reduce deci la a măsura amplitudinea impulsului de sarcină electrică care apare la bornele detectorului ca rezultat al colectării celor N perechi în cîmpul electric al dispozitivului. Colectarea trebuie să aibă loc într-un timp suficient de scurt pentru care o parte din purtătorii de sarcină să nu se piardă prin recombinare. Pentru aceasta, cîmpul electric existent în volumul sensibil al detectorului trebuie să aibă o valoare suficient de mare. Acest cîmp se obţine prin aplicarea unei tensiuni de polarizare V_a din exterior. Conductibilitatea dispozitivului trebuie să fie suficient de mică pentru ca să nu apară probleme de disipaţie şi zgomotul dat de fluctuaţiile curentului continuu prin dispozitiv să nu mascheze curentul util [19].

Din aceste motive se utilizează următoarele tipuri de dispozitive : monocristal omogen de mare rezistivitate (material aproape intrinsec, eventual răcit), joncţiuni NP obţinute prin difuzie sau strat de inversie la suprafaţă ori dispozitive NIP în care stratul I este datorit compensării cu ajutorul litiului.

Forma impulsurilor electrice date de detectoarele cu semiconductoare (DS) ca răspuns la

radiaţii ionizante este determinată de : distribuţia numărului de perechi electron-gol de-a lungul traiectoriei particulei încărcate ; legea de variaţie a cîmpului electric de colectare ; elementele circuitului echivalent al dispozitivului şi impendanţa de sarcină prezentată de intrarea în preamplificatorul asociat. În această lucrare se analizează primii doi factori, influenţa celorlalţi fiind studiată în [16]. Relaţiile obţinute aici pot fi utilizate pentru calculul curentului debitat de generatorul din circuitul echivalent al DS prezentat în lucrarea menţionată.

1. Distribuţia numărului de perechi electron-gol de-a lungul traiectoriei particulei încărcate

Spre deosebire de puterea de stopare $\mathrm{d}E/\mathrm{d}x$, valoarea ionizării specifice $\mathrm{d}N_p/\mathrm{d}x$ (numărul perechilor de ioni pe unitatea de lungime a traiectoriei particulei incidənte) nu poate fi determinată teoretic riguros. Totuşi s-a stabilit experimental că pentru un domeniu larg de energii se poate scrie :

$$\frac{\mathrm{d}N_p}{\mathrm{d}x} \simeq \frac{1}{\epsilon} \cdot \frac{\mathrm{d}E}{\mathrm{d}x}, \tag{2}$$

cu aproximare destul de bună. Aşadar problema se reduce la găsirea modului de variaţie a $\mathrm{d}E/\mathrm{d}x$ cu adîncimea de pătrundere x a particulei în material.

Cea mai simplă lege, considerată ca o primă aproximare, este :

$$\frac{\mathrm{d}E(x)}{\mathrm{d}x} = \frac{E}{R} = \text{const.}, \tag{3}$$

unde R este parcursul particulei de energie E în materialul din care este confecţionat DS. Această distribuţie este utilizată mai ales în cazul razelor gama şi al electronilor.

Pentru calcule mai exacte este necesar să se ţină seamă de faptul că, pe măsură ce particulele încărcate înaintează în corpul solid energia lor scade fiind transferată electronilor eliberaţi sau fononilor. Pentru particule încărcate grele, $\mathrm{d}E/\mathrm{d}x$ creşte cu scăderea energiei particulelor, prin urmare $\mathrm{d}E(x)/\mathrm{d}x$ va fi o funcţie crescătoare. Pentru fragmente de fisiune, $\mathrm{d}E/\mathrm{d}x$ scade cu x datorită pierderilor de sarcină electrică pe măsura scăderii vitezei lor.

Din relaţia parcurs-energie, pentru particule încărcate grele, trasată la scară dublu logaritmică, rezultă o relaţie empirică valabilă cu bună aproximare în intervalul de energii 5—100 MeV [1,7] :

$$R = aE^b, \tag{4}$$

unde $b = 1{,}73$ pentru toate tipurile de particule, iar $a = 32{,}2$; 19,1 ; 14,2 ; 3,54 ; 2,95 pentru protoni, deuteroni, tritoni, He^3 şi respectiv particule alfa în siliciu, dacă E este exprimată în MeV, iar R în mg/cm^2 [7]. Constanta a are următoarele valori în cazul în care R se exprimă în microni : 12 ; 7,23 ; 1,09 pentru protoni, deuteroni şi particule alfa [1].

La energii mai mici se obţin [28] următoarele relaţii pentru particule alfa şi electroni pe intervale energetice :

$$\alpha \begin{cases} R = 2{,}9\,E^{1{,}3} & 1{,}5 < E < 5 \text{ MeV} \\ R = 3{,}6E^{0{,}72} & 0{,}1 < E < 1{,}5 \text{ MeV} \end{cases} \tag{5}$$

$$\beta \begin{cases} R = 220\,E^{1{,}1} & 0{,}8 < E < 5 \text{ MeV} \\ R = 227\,E^{1{,}4} & 0{,}15 < E < 0{,}8 \text{ MeV} \\ R = 385\,E^{1{,}72} & 0{,}1 < E < 0{,}15 \text{ MeV} \end{cases} \tag{6}$$

unde R rezultă în microni dacă E este dată în MeV.

Rezultă că o energie E_x este absorbită într-o grosime x de material :

$$x = aE_x^b \tag{7}$$

sau :

$$E_x = (x/a)^{1/b}. \tag{8}$$

Diferenţiind relaţia (7), rezultă :

$$\mathrm{d}x = abE_x^{b-1}\,\mathrm{d}E_x = ab(x/a)^{((b-1)/b)}\,\mathrm{d}E,$$

de unde :

$$(\mathrm{d}E_x/\mathrm{d}x)^{-1} = a^{1/b}\,bx^{((b-1)/b)}. \tag{9}$$

De fapt interesează nu grosimea de material în care energia a fost complet absorbită, ci distanţa $R-x$ la care energia a scăzut de la valoarea E la E_x. Înlocuind pe x prin $R-x$, rezultă :

$$\frac{\mathrm{d}E}{\mathrm{d}x} = \frac{1}{a^{1/b}\,b\,(R-x)^{((b-1)/b)}} = \frac{1}{a'(R-x)^{b'}}, \tag{10}$$

unde :

$$a' = ba^{1/b};\ b' = ((b-1)/b);\ x < R. \tag{11}$$

Spre sfîrşitul parcursului, variaţia puterii de stopare este foarte rapidă.

Traiectoria unei particule încărcate grele este, practic, dreaptă şi este materializată de un cilindru îngust de ionizare în care purtătorii de sarcină pierd repede energia lor cinetică excedentară, pentru generarea fononilor optici. O estimare aproximativă a timpului necesar acestor procese [5] este :

$$\frac{\tau E_g}{h\nu} = 10^{-12}\ \mathrm{s}, \tag{12}$$

în cazul siliciului. În această relaţie, τ este timpul de relaxare pentru împrăştierea pe modurile optice de vibraţie ale reţelei.

Densitatea sarcinilor în jurul traiectoriei particulei încărcate poate întrece cu un ordin de mărime numărul purtătorilor de sarcină la echilibru şi poate fi 10^{19} cm^{-3} în cazul

fragmentelor de fisiune. Într-adevăr, în corpul solid parcursul electronilor de energie joasă formaţi în ciocnirile primare este scurt ($\sim 0{,}1\mu$) şi deci traiectoria particulei primare este marcată de o plasmă cilindrică de goluri şi electroni. Chiar pentru particule primare de viteză relativistă, pentru care puterea de stopare în Si este de 4 MeV/cm (deci se produc $1{,}2 \cdot 10^6$ perechi/cm), densitatea perechilor în plasmă este foarte mare (10^{16} perechi/cm^3.)

În cazul incidenţei unor electroni de mare energie, situaţia este alta. Ciocnirile cu electronii solidului pot da naştere la transferul unei mari cantităţi de energie, astfel că electronii secundari au un parcurs mare, deci perechile electron-gol rezultate din cascada ce urmează sînt dispersate mai mult şi densitatea lor este în mod corespunzător mai mică.

2. Curentul indus datorită deplasării unui purtător de sarcină. Teorema Ramo-Jen

Dacă între doi electrozi de formă oarecare se aplică o diferenţă de potenţial V_a, pe suprafeţele acestor electrozi vor apărea sarcini electrice q. Deplasarea unei sarcini spaţiale, cu densitate de volum $\rho(x, y, z, t)$, între aceşti electrozi este însoţită de modificarea fluxului electric prin suprafaţa electrozilor, proces care la rîndul său impune o circulaţie de sarcini în circuitul exterior. În acest mod, curentul care circulă către un electrod dinspre conexiunea sa exterioară este o consecinţă necesară a inducţiei electrostatice.

Calculul acestui curent a fost făcut de către Ramo [22], în anul 1939, pentru cazul deplasării unui singur electron între doi electrozi între care există o diferenţă de potenţial egală cu unitatea. O generalizare a teoremei lui Ramo pentru cazul a N electrozi între care se deplasează o sarcină electrică avînd o densitate de volum cunoscută, după o lege de mişcare cunoscută, a fost dată de către Jen [11] în anul 1941. J. B. Gunn [9] a aplicat o relaţie generală, găsită de el în 1964, la dispozitive semiconductoare cu sau fără sarcină spaţială fixă.

Se consideră un sistem de electrozi avînd potenţiale V_1, V_2, ... V_n faţă de un potenţial de masă comun. Cîmpul magnetic este nul. Se presupune că ecuaţia de mişcare a sarcinii cu densitate de volum ρ este rezolvată şi deci funcţia viteză $v(x, y, z, t)$ este cunoscută. Legătura dintre ρ şi v este dată de ecuaţia de continuitate:

$$\operatorname{div} \vec{y} + \frac{\partial \rho}{\partial t} = 0, \tag{13}$$

unde:

$$\vec{y} = \rho \vec{v} + \varepsilon \frac{\partial \vec{\mathcal{E}}}{\partial t} + \sigma \vec{\mathcal{E}}. \tag{14}$$

La un moment dat, curentul are aceeaşi valoare în orice secţiune a dispotizivului, dar există sub diverse forme în diverse regiuni. De exemplu, pentru o diodă plană cu pînză

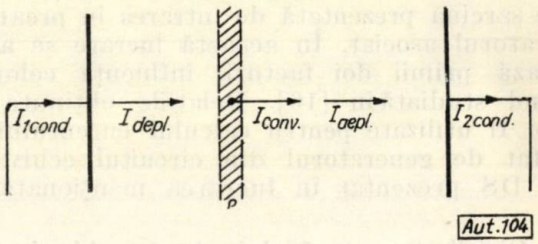


Fig. 1. Continuitatea curentului într-o diodă plană.

mobilă de sarcini de densitate ρ (fig. 1), rezultă:

$$I_{1\,\mathrm{cond}} = I_{\mathrm{depl}} = I_{\mathrm{conv}} = I_{2\,\mathrm{cond}}. \tag{15}$$

În ecuaţia (14), $\rho \vec{v}$ este densitatea curentului de convecţie, $\varepsilon \frac{\partial \vec{\mathcal{E}}}{\partial t}$ este densitatea curentului de deplasare, iar $\sigma \vec{\mathcal{E}}$ este densitatea curentului de conducţie.

Se mai utilizează ecuaţia Poisson pentru potenţialul din care derivă cîmpul electric $\vec{\mathcal{E}}$ şi teoremele lui Green şi Gauss [23].

În cazul a doi electrozi între care există o diferenţă de potenţial V_a şi între care se deplasează o sarcină e, se obţine:

$$i = e \frac{\mathcal{E}(r)}{V_a} \cdot \frac{\mathrm{d}r}{\mathrm{d}t}, \tag{16}$$

$\mathcal{E}(r)$ fiind cîmpul dintre electrozi datorit potenţialului V_a în absenţa oricărei sarcini spaţiale. În acest caz, relaţia (16), cunoscută sub denumirea de teorema Ramo-Jen, poate fi dedusă pe o cale mai directă [3] făcînd bilanţul energetic al procesului.

Deşi teorema Ramo era cunoscută de la calculul curenţilor tuburilor electronice [2, 26], utilizarea sa la DS a început numai în anul 1963, cînd Cavalleri şi colaboratorii [4] au atras atenţia asupra greşelilor făcute aplicînd alte ecuaţii.

Relaţia cea mai generală, obţinută de către Gunn, este de forma:

$$i_k = e \vec{v} \cdot \left. \frac{\partial \vec{\mathcal{E}}}{\partial V_k} \right|_V, \tag{17}$$

unde indicele V înseamnă că potenţialele tuturor celorlalte conductoare (în afară de cel al electrodului k) sînt menţinute constante în timpul derivării.

În cazul în care conductoarele sînt fixe şi sarcinile spaţiale absente, $\left. \frac{\partial \vec{\mathcal{E}}}{\partial V_k} \right|_V = \frac{\mathcal{E}(k)}{V_k}$ şi se

regăseşte teorema lui Ramo. Dacă există sarcină spaţială cu densitatea independentă de V_a dar geometria este plană, rezultă:

$$i = e\frac{v}{x_1 - x_2}, \qquad (18)$$

unde $x_1 - x_2$ reprezintă grosimea stratului de sarcină spaţială.

Atît relaţia (16) cît şi (17) dau aceleaşi rezultate pentru cazurile care ne interesează. Detectoarele NIP pot fi condiderate că nu au sarcină spaţială (aceasta fiind compensată), deci li se aplică relaţia (16). Pentru joncţiuni NP cu geometrie plană, ambele formule conduc la (18), pentru că în acest caz $(\mathcal{E}/V_a)=(x_1-x_2)^{-1}$.

3. Limitarea vitezei purtătorilor în cîmp de colectare intens. Variaţia mobilităţii cu temperatura

Viteza sarcinii mobile depinde de tensiunea aplicată şi se calculează cu ajutorul legii de mişcare $\vec{r} = \vec{r}(t)$. Aceasta se poate obţine prin integrarea ecuaţiei diferenţiale:

$$\frac{d\vec{r}}{dt} = \mu\vec{\mathcal{E}}(r), \qquad (19)$$

unde $\vec{r}$ apare explicit dacă se cunoaşte configuraţia cîmpului.

Într-o primă aproximare, în teoria mobilităţii purtătorilor de sarcină în semiconductoare se face o ipoteză simplificatoare importantă [8], considerîndu-se că energia totală a purtătorilor rămîne neschimbată cînd se aplică un cîmp electric exterior care le imprimă o mişcare dirijată, suprapusă peste mişcarea lor termică dezordonată. Se poate spune că purtătorii sînt în echilibru cu mecanismele de împrăştiere şi „temperatura" lor este egală cu cea a reţelei. Teoria arată că, în aceste condiţii, viteza de drift şi deci densitatea curentului electric este proporţională cu intensitatea cîmpului electric, adică se verifică legea lui Ohm:

$$v = \mu\mathcal{E}. \qquad (19')$$

Mobilitatea μ variază cu densitatea impurităţilor (scade la creşterea acestora) datorită mecanismelor de împrăştiere pe impurităţi şi creşte cu scăderea temperaturii datorită împrăştierilor date de vibraţiile reţelei cristaline (fononi optici şi acustici). Variaţia mobilităţii cu temperatura datorită acestor două tipuri de interacţii este [13] de forma:

$$\frac{1}{\mu} = aT^{-3/2} + bT^{3/2}. \qquad (20)$$

Pentru temperaturi absolute pînă la 300°K, predomină împrăştierile pe fononi şi variaţia este mai abruptă decît prevede teoria; exponentul lui T este cuprins între $-1{,}66$ şi $-2{,}7$.

La Ge, în apropierea temperaturii azotului lichid (77 °K) se obţine $\mu_e \simeq \mu_h = \mu$.

Ipoteza amintită mai sus este riguros justificată numai pentru valori foarte mici ale intensităţii cîmpului electric. Pe măsură ce cîmpul creşte, electronii capătă o energie suplimentară şi „temperatura" lor creşte, frecvenţa ciocnirilor creşte şi mobilitatea scade [24]. Electronii devin „fierbinţi". Legea lui Ohm nu se mai verifică şi constanta de difuzie D creşte cu intensitatea cîmpului, contrar aparenţelor date de legea Einstein:

$$D = \frac{kT}{e}\mu, \qquad (21)$$

deoarece în această relaţie trebuie introdusă temperatura purtătorului, nu cea a reţelei. Se estimează [25] că se produc temperaturi ale electronilor de ordinul a 4 000 °K în probe avînd temperatura vibraţiilor de 300 °K.

Într-o serie de studii teoretice [24, 25, 8, 27, 15, 12] s-au obţinut relaţii aproximative pentru variaţia mobilităţii μ cu intensitatea cîmpului electric $\mathcal{E}$. Nici una dintre aceste relaţii nu este pe deplin verificată însă de experienţe [21, 24, 6, 28, 14]. O relaţie empirică, propusă de către Awcock şi Young [28], poate da rezultate satisfăcătoare dacă se aleg bine parametrii μ_0 şi v_s:

$$\mu = \mu_0\left(1 + \frac{\mu_0\mathcal{E}}{v_s}\right)^{-1}. \qquad (22)$$

Aici parametrii μ_0 şi v_s sînt mobilitatea iniţială şi, respectiv, viteza de saturaţie a purtătorilor, primul determinat la intensităţi de cîmp mici, iar al doilea la intensităţi mari.

Limitarea vitezelor purtătorilor în cîmpuri intense la valori de ordinul 10^7 cm/s are consecinţe importante în aplicaţiile temporale ale detectoarelor cu semiconductoare în fizica şi tehnica nucleară. Exemple de aplicare a metodelor generale de calcul prezentate aici se pot găsi în lucrările [16, 17, 18, 20].

BIBLIOGRAFIE

[1] Ammerlaan, C. A. J., Rumphorst, R. F. şi Koerts, L.A.C. In: *Nuclear Instruments and Methods* 22, nr. 2, 1963, p. 189.

[2] Beck, A. H. W. *Thermionic Valves.* Cambridge, University Press, 1953.

[3] Birdsall, C. K. şi Bridges, W. B. *Electron Dynamics of Diode Regions.* New York, Academic Press, 1966.

[4] Cavalleri, G. şi al. In: *Nucl. Instr. and Meth.* 21, nr. 1, 1963, p. 177.

[5] Dearnaley, G. şi Northrop, D. C. *Semiconductor Counters for Nuclear Radiations.* London, Spon Limited, 1966.

[6] Falk, K. şi al. In: *Nucl. Instr. Meth.* 34, nr. 1, 1965, p. 157.

[7] Goulding, F. S. şi al. În: *IEEE Transactions NS-11,* 1964, p. 388.

[8] Gunn, J. B. În: *Progress in Semiconductors.* London, Heywood, 2, 1957, p. 213.

[9] Gunn, J. B. În: *Solid State Electronics* 7, nr. 10, 1964, p. 739.
[10] Hansen, N. J. În: *Progress in Nuclear Energy*. London, Ser. IX, Vol. 4, pt. 1, 1964.
[11] Jen, C. K. În: *Proc. IRE* 29, nr. 6, 1941, p. 345.
[12] Jorgensen, M. H. şi al. *Preprint Technical Univ.* of Denmark, Copenhagen, 1965.
[13] Kuchly, J. M. şi al. În: *Nucl. Instr. Meth.* 47, nr. 1, 1967, p. 148.
[14] Meyer, O. şi Langmann, H. J. *Nucl. Instr. Meth.* 34, nr. 1, 1965, p. 77.
[15] Paige, E. G. S. În: *Progress in Semiconductors*. London, Heywood, 8, 1964.
[16] Poenaru, D. N. În: *Nucl. Instr. Meth.* 54, nr. 2, 1967, p. 229.
[17] Poenaru, D. N. În: *IEEE Transactions NS-14*, nr. 5, p. 1, 1967.
[18] Poenaru, D. N. *Impulsurile detectoarelor de radiaţii nucleare cu semiconductoare*. Bucureşti, Edit. Academiei, 1968.
[19] Poenaru, D. N. şi Vîlcov, N. *Measurement of Nuclear Radiations with Semiconductor Detectors*. New York, Chemical Pub. Comp., 1969.
[20] Poenaru, D. N., Siffert, P. şi Stuck, R. *Comunicare la: Scintillation and Semiconductor Counters Symposium*. Washington, 1970.
[21] Prior, A. C. În: *J. Phys. Chem. Solids*. 12, nr. 2, 1959, p. 175.
[22] Ramo, S. În: *Proc. IRE* 27, 1939, p. 584.
[23] Răduleţ, R. *Bazele teoretice ale Electrotehnicei*. Bucureşti, Ed. Inst. Politehnic, 1953.
[24] Ryder, E. J. În: *Phys. Rev.* 90, nr. 5, 1953, p. 766.
[25] Shockley, W. În: *BSTJ 30*, nr. 4, p. 990, 1951.
[26] Spangenberg, K. R. *Vacuum Tubes*. New York, Mc Graw Hill, 1948.
[27] Stratton, R. În: *Journal of Electronics and Control 1*, nr. 2, 1958, p. 157.
[28] Tanguy, J. În: *L'Onde Électrique* 46, nr. 472, 1966, p. 785.

Dr. ing. N. REUS

O metodă nouă de proiectare logică a automatelor secvenţiale asincrone

Literatura de specialitate apărută pînă în prezent oferă proiectantului un număr de metode de proiectare logică a automatelor secvenţiale asincrone care devin extrem de laborioase pe măsură ce creşte numărul variabilelor care descriu comportarea automatului. Avînd în vedere că automatele cu număr mare de variabile sînt larg folosite în industrie, credem că încercările de a găsi metode de proiectare mai expeditive merită atenţie. O astfel de încercare face şi obiectul acestei, lucrări.

În scopul de a arăta aplicabilitatea metodei propuse am reluat exemplul dat de P. Girard [2], [3]. Iată enunţul temei de proiectare care face obiectul acestor lucrări:

Se cere structurarea schemei de comandă automată a unei maşini de găurit (fig. 1) care să satisfacă următoarele specificaţii:

a) Piesele de perforat sînt debitate prin culoarul B. În momentul cînd unul dintre ca-

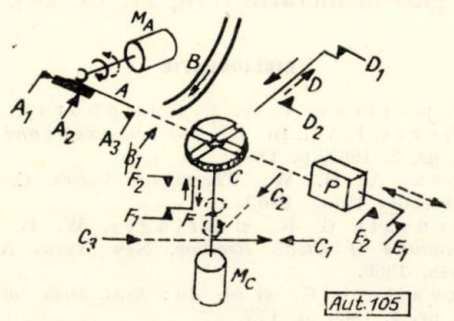


Fig. 1

petele tijei presoare A atinge limitatorul A_1, celălalt capăt eliberează extremitatea culoarului B, astfel încît una dintre piesele de găurit cade în faţa tijei presoare. Prezenţa ei este semnalată prin semnalul B_1 care iniţiază comanda deplasării tijei presoare A spre dreapta. Această comandă nu se modifică în cursul deplasării tijei presoare, care determină dispariţia semnalului B_1 ca urmare a împingerii piesei către platanul C.

b) Tija presoare A înaintează pînă în poziţia extremă A_3, pentru care piesa este în poziţia de găurire în canalul platanului C, orientat în direcţia C_1. În acest moment, o altă tijă presoare D părăseşte poziţia D_1 şi apasă lateral piesa care se găseşte în canalul platanului. Simultan, perforatorul P părăseşte poziţia E_1 şi, înaintînd către poziţia E_2 găureşte piesa.

c) După găurirea piesei, perforatorul P revine în poziţia limită E_1, apoi tija presoare D revine în poziţia D_1 şi tija presoare A revine în poziţia intermediară A_2. Apariţia semnalului A_2 determină rotirea platanului C cu o semitură spre dreapta astfel încît el se orientează către opritorul C_3, pregătind astfel pentru găurire a doua faţă a piesei.

d) Tijele presoare A şi D revin în poziţiile A_3 şi $\overline{D}_1$, iar perforatorul P efectuează cea de a doua găurire, apoi cele două tije presoare se retrag în poziţiile limită simultan cu deplasarea unui opritor eclipsabil din F_1 către F_2.

e) Programul de lucru nu se modifică dacă limitatorul F_1 este acţionat înainte ca $A_2 = 0$ sau dacă şi limitatorul F_2 este acţionat înainte ca $A_2 = 0$.

f) Imediat ce apare semnalul A_2 şi D_1, platanul C începe să se rotească spre stînga cu un sfert de tură şi vine în direcţia C_2, poziţia lui fiind precizată prin opritorul F. Urmează deplasarea tijei din D_1 în D_2, care astfel ejectează piesa găurită, reîntoarcerea tijei D în poziţia iniţială, rotirea platanului C spre stînga cu un sfert de tură pînă în poziţia iniţială C_1 şi apoi reîncepe un nou ciclu de lucru.

Pentru rezolvarea problemei puse vom folosi metoda expusă în lucrările [5], [6] şi [1] cu unele precizări suplimentare, referitoare la sinteza schemelor definite printr-un număr mare de variabile binare.

1. Codificarea specificaţiilor schemei

Funcţionarea automatului poate fi descrisă printr-o succesiune de stări, succesiune care reprezintă secvenţa de lucru a automatului. Fiecare stare a automatului poate fi redată codificat printr-un raport, denumit în lucrările citate simbol de stare. În cele ce urmează îl vom numi „raport de stare", întrucît considerăm această denumire mai potrivită.

Numărătorul raportului de stare exprimă în codul octal combinaţia valorilor binare ale variabilelor de intrare ale automatului, numindu-se număr de stare, iar numitorul acestuia, combinaţia momentană a valorilor binare ale variabilelor de ieşire ale acestuia, exprimată tot în codul octal.

Variabilele de intrare sînt formate din grupul variabilelor primare, iniţiatoare de comenzi, şi din grupul variabilelor secundare, ataşate variabilelor de ieşire. Variabilele de ieşire exprimă în formă binară starea bobinelor de excitaţie ale releelor, contactoarelor electromagneţilor etc., adică a aparatelor comandate prin circuitele automatului.

Stările secvenţei de lucru a automatului care corespund unor combinaţii diferite ale valorilor binare, momentane, ale variabilelor de ieşire, trebuie să fie distincte. Adesea, pentru discriminarea lor, este necesară introducerea unor variabile secundare, ataşate fie variabilelor de ieşire ale automatului, fie unor noi variabile de ieşire care sînt necesare a fi introduse. Introducerea acestor variabile se face în timpul stabilirii secvenţei de lucru a automatului, în forma sa codificată, în măsura în care acest lucru este impus de necesitatea de a discrimina stări diferite ale acestei secvenţe. Variabilele secundare se adaugă capătului din stînga al şirului variabilelor de intrare şi se notează cu literele mici corespunzătoare notaţiei variabilelor de ieşire cărora le sînt ataşate. În acest fel, numerele octale, cuprinse de stările anterioare ale secvenţei, nu sînt afectate prin introducerea noilor variabile.

Analizînd schema cinematică a automatului, dată în figura 1, putem stabili de la început următorul raport de stare generic:

$$\left(\frac{xA_1 \cdot A_2A_3B_1 \cdot C_1C_2C_3 \cdot D_1D_2E_1 \cdot E_2F_1F_2}{XA_s \cdot A_dDE \cdot C_sC_dF}\right)_n.$$

Separarea în grupe de cîte trei variabile s-a făcut în scopul uşurării convertirii binar-octale, iar indicele n reprezintă numărul de ordine al stării automatului.

Variabila secundară x, ataşată variabilei de ieşire X, a fost de la început introdusă avîndu-se în vedere necesitatea memorării comenzii date prin B_1. Dacă este necesar, ulterior se pot adăuga şi alte variabile secundare.

S-a presupus că pentru comanda reversibilă a servomotoarelor M_A şi M_C se folosesc contactoarele A_s, A_d, respectiv C_s şi C_d, că pentru acţionarea tijelor presoare D şi F se folosesc servomotoare pneumatice bistabile, comandate prin ventilele electromagnetice D şi F, şi că deplasarea perforatorului P se face cu ajutorul unui servomotor monostabil, comandat prin ventilul electromagnetic E.

Codificat, specificaţiile a), b), c) şi d) se scriu astfel:

$$\left(\frac{14.452}{0}\right)_1 \xrightarrow{B_1=1} \left(\frac{15.452}{200}\right)_2 \xrightarrow{x=1} \left(\frac{35.452}{240}\right)_3 \xrightarrow{B_1=0}$$

$$\xrightarrow{B_1=0} \left(\frac{34.452}{240}\right)_4 \xrightarrow{A_1=0} \left(\frac{25.452}{240}\right)_5 \xrightarrow{B_1=0} \left(\frac{24.452}{240}\right)_6 \xrightarrow{A_2=0}$$

$$\xrightarrow{A_2=0} \left(\frac{20.452}{240}\right)_7 \xrightarrow{A_3=1} \left(\frac{22.452}{220}\right)_8 \xrightarrow{D_1=0} \left(\frac{22.412}{230}\right)_9 \xrightarrow{E_1=0}$$

$$\xrightarrow{E_1=0} \left(\frac{22.402}{230}\right)_{10} \xrightarrow{E_2=1} \left(\frac{22.406}{30}\right)_{11} \xrightarrow{x=0} \left(\frac{2.406}{20}\right)_{12} \xrightarrow{E_2=0}$$

$$\xrightarrow{E_2=0} \left(\frac{2.402}{20}\right)_{13} \xrightarrow{E_1=1} \left(\frac{2.412}{100}\right)_{14} \xrightarrow{D_1=1} \left(\frac{2.452}{100}\right)_{15} \xrightarrow{A_3=0}$$

$$\xrightarrow{A_3=0} \left(\frac{452}{100}\right)_{16} \xrightarrow{A_2=1} \left(\frac{4.452}{2}\right)_{17} \xrightarrow{C_1=0} \left(\frac{4.052}{2}\right)_{18} \xrightarrow{C_2=1}$$

$$\xrightarrow{C_2=1} \left(\frac{4.252}{2}\right)_{19} \xrightarrow{C_2=0} 4.052 \xrightarrow{C_3=1} \left(\frac{4.152}{40}\right)_{20} \xrightarrow{A_2=0}$$

$$\xrightarrow{A_2=0} \left(\frac{152}{41}\right)_{21} \xrightarrow{A_3=1} \left(\frac{2.152}{21}\right)_{22} \xrightarrow{D_1=0} \left(\frac{2.112}{31}\right)_{23} \xrightarrow{E_1=0}$$

$$\xrightarrow{E_1=0} \left(\frac{2.102}{31}\right)_{24} \xrightarrow{E_2=1} \left(\frac{2.106}{231}\right)_{25} \xrightarrow{x=1} \left(\frac{22.106}{221}\right)_{26} \xrightarrow{E_2=0}$$

$$\xrightarrow{E_2=0} \left(\frac{22.102}{221}\right)_{27} \xrightarrow{E_1=1} \left(\frac{22.112}{301}\right)_{28} \xrightarrow{D_1=1} \left(\frac{22.152}{301}\right)_{29} \xrightarrow{A_3=0}$$

$$\xrightarrow{A_3=0} \left(\frac{20.152}{301}\right)_{30} \xrightarrow{A_2=1} \left(\frac{24.152}{305}\right)_{31} \xrightarrow{A_1=1} \left(\frac{34.152}{205}\right)_{32} \ldots$$

Specificaţia e) se scrie codificat astfel:

$$4.152 \xrightarrow{F_1=0} \left(\frac{4.150}{41}\right)_{33} \xrightarrow{A_2=0} \left(\frac{150}{41}\right)_{34} \xrightarrow{A_3=1} \left(\frac{2.150}{21}\right)_{35} \xrightarrow{D_1=0}$$

$$\xrightarrow{D_1=1} \left(\frac{2.110}{31}\right)_{36} \xrightarrow{E_1=0} \left(\frac{2.100}{31}\right)_{37} \xrightarrow{E_2=1} \left(\frac{2.104}{231}\right)_{38} \xrightarrow{x=1}$$

$$\xrightarrow{x=1} \left(\frac{22.104}{221}\right)_{39} \xrightarrow{E_2=0} \left(\frac{22.100}{221}\right)_{40} \xrightarrow{E_1=1} \left(\frac{22.110}{301}\right)_{41} \xrightarrow{D_1=1}$$

$$\xrightarrow{D_1=1} \left(\frac{22.150}{301}\right)_{42} \xrightarrow{A_3=0} \left(\frac{20.150}{301}\right)_{43} \xrightarrow{A_2=1} \left(\frac{24.150}{305}\right)_{44} \xrightarrow{A_1=1}$$

$$\xrightarrow{A_1=1} \left(\frac{34.150}{205}\right)_{45} \ldots$$

sau :

$$4.150 \xrightarrow{F_2=1} \left(\frac{4.151}{41}\right)_{46} \xrightarrow{A_2=0} \left(\frac{151}{41}\right)_{47} \xrightarrow{A_3=1} \left(\frac{2.151}{21}\right)_{48} \xrightarrow{D_1=0}$$

$$\xrightarrow{D_1=0} \left(\frac{2.111}{31}\right)_{49} \xrightarrow{E_1=0} \left(\frac{2.101}{31}\right)_{50} \xrightarrow{E_2=1} \left(\frac{2.105}{231}\right)_{51} \xrightarrow{x=1}$$

$$\xrightarrow{x=1} \left(\frac{22.105}{221}\right)_{52} \xrightarrow{E_2=0} \left(\frac{22.101}{221}\right)_{53} \xrightarrow{E_1=1} \left(\frac{22.111}{301}\right)_{54} \xrightarrow{D_1=0}$$

$$\xrightarrow{D_1=1} \left(\frac{22.151}{301}\right)_{55} \xrightarrow{A_3=0} \left(\frac{20.151}{301}\right)_{56} \xrightarrow{A_2=1} \left(\frac{24.151}{305}\right)_{57} \xrightarrow{A_1=1}$$

$$\xrightarrow{A_1=1} \left(\frac{34.151}{205}\right)_{58} \cdots$$

În fine, specificaţia f) se scrie codificat astfel :

$$24.151 \xrightarrow{C_3=0} \left(\frac{24.051}{305}\right)_{59} \xrightarrow{A_1=1} \left(\frac{34.051}{205}\right)_{60} \cdots$$

sau :

$$24.051 \xrightarrow{C_2=1} \left(\frac{24.251}{305}\right)_{61} \xrightarrow{A_1=1} \left(\frac{34.251}{221}\right)_{62} \cdots$$

$$34.251 \xrightarrow{D_1=0} \left(\frac{34.211}{221}\right)_{63} \xrightarrow{D_2=0} \left(\frac{34.231}{21}\right)_{64} \xrightarrow{x=0}$$

$$\xrightarrow{x=0} \left(\frac{14.231}{0}\right)_{65} \xrightarrow{D_2=0} \left(\frac{14.211}{0}\right)_{66} \xrightarrow{D_1=1} \left(\frac{14.251}{0}\right)_{67} \xrightarrow{F_2=0}$$

$$\xrightarrow{F_2=0} \left(\frac{14.250}{0}\right)_{68} \xrightarrow{F_1=1} \left(\frac{14.252}{4}\right)_{69} \xrightarrow{C_2=0} \left(\frac{14.052}{4}\right)_{70} \xrightarrow{C_1=1}$$

$$\xrightarrow{C_1=1} 14.452 \cdots$$

2. Structurarea simbolurilor de marcare

Proprietăţile automatului pot fi exprimate în formă concentrată printr-un simbol de marcare [5], [6]. Cînd numărul variabilelor de intrare este mare, avînd în vedere că fiecare variabilă de ieşire, luată separat, nu depinde adesea de totalitatea variabilelor de intrare, se poate structura cîte un simbol de marcare separat, pentru fiecare variabilă de ieşire. Aceasta uşurează mult procesul de minimizare a expresiilor logice aferente acestor variabile.

Printre variabilele de intrare de care depinde o variabilă de ieşire, luată separat, se vor găsi în primul rînd variabilele care modifică valoarea binară a acestei variabile. Ele pot fi uşor depistate inspectînd stările secvenţei de lucru a automatului. La aceste variabile se adaugă variabilele secundare, introduse în scopul discriminării stărilor schemei. Apoi, din restul variabilelor de intrare, se mai adaugă numărul minim necesar de variabile, necesare pentru discriminarea stărilor secvenţei particulare de lucru, aferente variabilei respective de ieşire. Se obţine astfel şirul variabilelor de intrare de care depinde variabila de ieşire considerată, şir care reprezintă indicele superior al simbolului de marcare aferent acesteia.

Vom exemplifica procedeul folosit pentru variabila X, reprezentată în numitorul raportului de stare prin cifra de pondere 200.

Inspectînd stările secvenţei de lucru a automatului, constatăm că variabila X îşi modifică valoarea în cazul tranziţiilor între stările 1—2, 10—11, 24—25, 37—38, 50—51 şi 63—64, tranziţii determinate de intervenţia variabilelor B_1, D_2 şi E_2. Adăugînd variabila secundară x, obţinem şirul $xB_1D_2E_2$. Ponderile acestor variabile sînt cuprinse în numărul octal 21.024. Folosind numai ponderile acestui număr, stările afectate de schimbarea valorilor binare ale variabilelor din şirul scris mai sus se vor scrie :

$X = 0 : (0)_1$, $(20.004)_{11}$, $(4)_{12}$, $(0)_{13}$, $(20.020)_{64}$, $(20)_{65}$, $(0)_{66}$.

$X = 1 : (1.000)_2$, $(21.000)_3$, $(20.000)_4$, $(20.000)_6$, $(4)_{25}$, $(20.004)_{26}$, $(20.000)_{27}$, $(4)_{38}$, $(20.004)_{39}$, $(20.000)_{40}$, $(4)_{51}$, $(20.004)_{52}$, $(20.000)_{53}$.

Observăm că este necesar să discriminăm starea $(22.406)_{11}$ de stările $(22.106)_{26}$, $(22.104)_{39}$ şi $(22.105)_{52}$ şi starea $(2.406)_{12}$ de stările $(2.106)_{25}$, $(2.104)_{38}$ şi $(2.105)_{51}$.

Adăugarea variabilei C_3, avînd ponderea 100, rezolvă problema. Într-adevăr, în acest caz, vom scrie :

$(20.104)_{26}$, $(20.104)_{39}$, $(20.104)_{52}$, $(104)_{25}$, $(104)_{38}$, $(104)_{51}$.

Adăugarea variabilei C_3 impune şi adăugarea stărilor afectate de schimbarea acestei variabile la şirul stărilor ce definesc pe X. Acestea sînt :

$X = 0 : (100)_{20}$ şi $X = 1 : (20.000)_{59}$, $(20.100)_{27}$, $(20.100)_{40}$, $(20.100)_{53}$.

Indicele superior al simbolului de marcare va fi deci $xB_1 C_3D_2E_2$.

Numerele de stare cuprinse de indicele inferior al simbolului de marcare se obţin luînd în considerare toate stările ce definesc pe X şi efectuînd transformările de ponderi : $20.000 \rightarrow 20{,}1.000 \rightarrow 10$, $100 \rightarrow 4$, $20 \rightarrow 2$ şi $4 \rightarrow 1$.

Rezultă astfel :

$$X = D \begin{matrix} xB_1.\ C_3D_2E_2 \\ 1 : (5,\ 10,\ 20,\ 24,\ 25,\ 30)0 : \\ (0,\ 1,\ 2,\ 4,\ 21,\ 22). \end{matrix}$$

Folosind acelaşi procedeu, obţinem :

$$A_s = D \begin{matrix} xA_1\ A_2.\ C_1\ C_3\ E_1 \\ 1 : (5,\ 43,\ 51,\ 53)0 : (2,\ 3,\ 4,\ 11,\ 13,\ 15, \\ 31,\ 35,\ 42,\ 44,\ 45,\ 55,\ 71,\ 73,\ 75) \end{matrix}$$

$$A_a = D \begin{matrix} x.A_3\ C_1\ C_3 \\ 1 : (1,\ 12)0 : (0,\ 2,\ 5,\ 6,\ 10,\ 11,\ 15,\ 16) \end{matrix}$$

$$D = D \begin{matrix} xA_1A_3.C_1C_2E_1 \\ 1:(10,11,14,50,54,55,63)0:(1,3,5,15,21,23,25,41,43,45,51,61,65) \end{matrix}$$

$$E = D \begin{matrix} x.C_1C_3D_1 \\ 1:(2,14)0:(0,1,3,4,5,10,11,12,13,15) \end{matrix}$$

$$C_s = D \begin{matrix} xA_1A_2.C_1C_2F_1 \\ 1:(31,33,50,51,52,70,71)0:(0,2,5,10,11,13,15,32,35,40,41,45,55,72,75) \end{matrix}$$

$$C_d = D \begin{matrix} x.A_1A_2C_3 \\ 1:(2)0:(0,1,3,6,10,11,12,13,16,17) \end{matrix}$$

$$F = D \begin{matrix} xA_2C_1.C_3F_1F_2 \\ 1:(4,5,6,24,25,44,45,46,61,65,66)0:(12,20,21,22,26,32,52,72) \end{matrix}$$

3. Deducerea expresiilor logice minimale

Informaţiile furnizate de simbolurile de marcare permit deducerea expresiilor logice minimale aferente variabilelor de ieşire. În acest scop, numerele de stare care corespund valorii „1" a variabilei de ieşire se cuprind în grupe de numere de stare adiacente. Fiecare grupă defineşte un implicant al formulei logice minimale.

Reamintim că două numere de stare sînt adiacente dacă diferenţa dintre numărul care conţine în reprezentarea binară $k+1$ biţi „1" şi cel care conţine k biţi „1" este $10^n \cdot p$, unde $p = (1, 2, 4)$, iar $n = (0, 1, 2, 3, \ldots)$.

Într-o grupare de numere de stare adiacente primul număr de stare este adiacent cu următorul, următoarele două numere de stare ale grupării sînt adiacente cu primele, următoarele patru numere de stare sînt adiacente cu primele patru numere de stare care intră în grupare etc.

Acelaşi număr de stare poate fi folosit în mai multe grupări de numere de stare adiacente. Grupările de numere de stare adiacente nu trebuie să cuprindă nici un număr de stare dintre cele care corespund valorii „0" a variabilei de ieşire. Restul tuturor celorlalte numere de stare posibile pot fi cuprinse în grupări adiacente care, în totalitatea lor, trebuie să cuprindă obligatoriu toate numerele de stare care corespund valorii „1" a variabilei de ieşire.

Trecerea conducţiei electrice de pe o ramură a schemei de comutaţie pe altă ramură a ei este lipsită de hazard de comutaţie dacă grupările adiacente care corespund implicanţilor ramurilor respective au cel puţin un număr de stare comun.

Fiecare grupare de numere de stare adiacente este caracterizată prin numerele diferenţă de adiacenţă $10^n \cdot p$, care definesc adiacenţele cuprinse de aceasta.

Dacă se scrie în formă binară un reprezentant oarecare dintre numerele de stare ale grupării şi se taie (prin subliniere) biţii care corespund ponderilor $10^n \cdot p$, egale cu numerele diferenţă de adiacenţă care definesc gruparea, înlocuindu-se biţii rămaşi prin variabilele binare care le corespund, se obţine implicantul prim al grupării. Variabilele se scriu nenegate, dacă bitul respectiv are valoarea „1" şi negate, dacă valoarea lui este „0".

Vom exemplifica procedeul folosit pentru găsirea implicanţilor aferenţi variabilei de ieşire X.

Se face întîi un bilanţ al numărului de biţi „1" conţinuţi de numerele de stare care corespund la $X = 1$ şi $X = 0$. Constatăm că, pentru $X = 1$, avem 3 biţi „1" de pondere 20, cîte 2 biţi „1" de pondere (1,4 şi 10) şi nici un bit „1" de pondere 2. Pentru $X = 0$, avem cîte 2 biţi „1" de pondere (1,2 şi 20), un bit „1" de pondere 4 şi nici un bit „1" de pondere 10.

Dacă sondăm existenţa diferenţelor de adiacenţă în ordinea 20, (1, 4, 10) şi 2, se formează grupările de numere de stare adiacente şi implicanţii următori:

$$2\,\underline{5}\,{}^{20}/25/{}^{10}15\ 35 \qquad 7\ \ldots\ldots$$

$$4\,\underline{10}\,{}^{20}/30/{}^{1}11\ 31 \qquad 2\,\underline{14}\ \ldots\ldots \qquad 12\ \ldots\ldots \qquad 10\ \ldots\ldots$$

$$20/{}^{4}24/{}^{10}30\ 34$$

$$\underline{00}.1\underline{01} \rightarrow C_3E_2 \qquad \underline{01}.\underline{000} \rightarrow B_1 \qquad 1\underline{0}.\underline{000} \rightarrow x\overline{D}_2\overline{E}_2$$

Dacă însă sondăm existenţa diferenţelor de adiacenţă în ordinea (1, 2, 20), 4, 10, se obţine acelaşi rezultat. Uneori însă, cele două căi conduc la soluţii diferite. Prima cale conduce de regulă la soluţii minimale cu număr minim de termeni, iar calea a doua, la soluţii minimale cu număr minim de variabile conţinute de termeni.

Dacă grupările formate nu satisfac condiţia de eliminare a hazardului de comutaţie, se adaugă grupări redondante, astfel încît acest hazard să fie eliminat. În exemplul nostru, hazardul este eliminat prin adăugarea grupării redondante:

$$10\,\underline{24}\,{}^{1}/25/{}^{2}26\ 27 \qquad 34\ \ldots\ldots \qquad 1\underline{0}\cdot 1\underline{00} \rightarrow xC_3$$

care face legătura între prima şi ultima grupare.

Rezultă deci soluţia:

$$X = C_3E_2 \cup B_1 \cup x\overline{D}_2\overline{E}_2 \cup (xC_3) = C_3E_2 \cup B_1 \cup x(C_3 \cup \overline{D}_2\overline{E}_2).$$

Folosind acelaşi procedeu, obţinem:

$$A_s = \bar{x}\overline{A}_2C_1E_1 \cup x\overline{A}_1\overline{C}_1E_1 \cup (A_1\overline{A}_2) \cup (\overline{A}_2\overline{C}_1\overline{C}_3) = E_1(\bar{x}\overline{A}_2C_1 \cup x\overline{C}_1\overline{A}_1) \cup \overline{A}_2(A_1 \cup \overline{C}_1\overline{C}_3).$$

$$A_d = \bar{x}\bar{A}_3C_3 \cup x\bar{A}_3C_1 \cup (C_1C_3) =$$
$$= \bar{A}_3(\bar{x}C_3 \cup xC_1) \cup C_1C_3.$$

$$D = A_3(\bar{x}\bar{C}_1 \cup xC_1E_1) \cup \bar{E}_1 \cup xA_1C_2.$$

$$E = \bar{x}C_3\bar{D}_1 \cup xC_1\bar{D}_1 \cup (C_1C_3) =$$
$$= \bar{D}_1(\bar{x}C_3 \cup xC_1) \cup C_1C_3.$$

$$C_s = A_1\bar{C}_1F_1 \cup x\bar{A}_1A_2\bar{C}_1 \cup A_2\bar{C}_1\bar{C}_2 \cup (xA_2\bar{C}_1\bar{C}_2) =$$
$$= xA_2\bar{C}_1(\bar{C}_2 \cup \bar{A}_1) \cup \bar{C}_1(A_1F_1 \cup A_2\bar{C}_2).$$

$$C_d = x\bar{A}_1A_2\bar{C}_3.$$

$$F = \bar{C}_1(\bar{A}_2 \cup x) \cup C_3\bar{F}_1.$$

4. Structurarea schemei de comutaţie

Pe baza expresiilor logice deduse se poate structura schema de comutaţie dinamică sau de comutaţie statică care satisface specificaţiile automatului.

În figura 2 este dată schema de comutaţie dinamică.

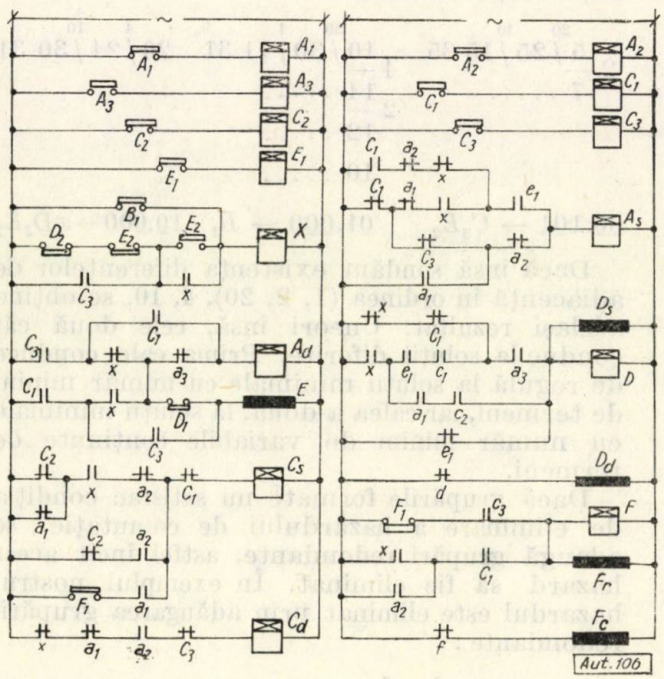


Fig. 2

Observăm că în schemă sînt folosite mai multe contacte ale aceluiaşi microîntrerupător. Aceasta impune folosirea unor relee intermediare pentru microîntrerupătoarele A_1, A_2, A_3, C_1, C_2, C_3 şi E_1 Se are în vedere faptul că microîntrerupătoarele E_2 şi F_1 sînt executate sub forma asociaţiei dintre un contact normal închis şi unul normal deschis.

O dată structurată schema II, se impune verificarea funcţionării ei. Cu această ocazie se poate depista prezenţa hazardului care eventual a fost scăpat din vedere la formarea grupărilor de numere de stare adiacente.

Unele contacte sau grupuri de contacte pot fi folosite în comun de mai multe variabile de ieşire dacă noile ramuri introduse prin aceasta nu influenţează valorile binare ale variabilelor de ieşire.

Astfel, în cazul variabilei X, contactul C_3 poate fi folosit în comun de două ramuri, prin aceasta expresia logică care defineşte pe X nemodificîndu-se :

$$X = (E_2 \cup x)(\bar{D}_2\bar{E}_2 \cup C_3) \cup B_1 =$$
$$= \bar{D}_2\bar{E}_2x \cup C_3E_2 \cup C_3x \cup B_1.$$

Din aceleaşi motive contactul C_1 poate fi folosit în comun de două ramuri ale circuitului lui A_s, contactul x este folosit în comun de două ramuri ale lui D şi contactul C_1 este folosit în comun de două ramuri ale lui C_s.

Grupul de contacte $(\bar{x}C_3 \cup xC_1) = a$ este comun variabilelor A_d şi E. Folosirea în comun de către cele două variabile de ieşire a acestui grup de contacte nu modifică expresiile logice ale acestora, întrucît :

$$a\bar{A}_3 \cup C_1C_3 \cup \bar{D}_1C_1C_3 = a\bar{A}_3 \cup C_1C_3.$$

şi :

$$a\bar{D}_1 \cup C_1C_3 \cup \bar{A}_3C_1C_3 = a\bar{D}_1 \cup C_1C_3.$$

Folosirea în comun a contactelor C_1 şi C_3 de asemenea nu modifică valoarea logică a funcţiilor logice pentru A_d şi E, întrucît :

$$C_1C_3 \cup C_1\bar{x}xC_1 \cup C_1\bar{x}C_3C_1 = C_1C_3$$
$$C_1C_3 \cup C_3x\bar{x}C_3 \cup C_3xC_1C_3 = C_1C_3.$$

La structurarea schemei din figura 2 s-a mai presupus că ventilele electromagnetice ale amplificatoarelor pneumatice sînt acţionate prin electromagneţii D_s, D_d, respectiv F_d, F_s şi electromagnetul E. Revenirea organului de execuţie al servomotorului E, cînd E = 0, se face sub acţiunea unui resort.

BIBLIOGRAFIE

[1] Dolinescu, M., Reus, N. *Sinteza schemei de comandă a unui codificator în frecvenţă.* În : Telecomunicaţii, nr. 12, 1969. p. 540—544.

[2] Girard, P. *Contribution á l'étude des machines séquentielles.* În : Automatisme, nr. 2, 1969, p. 75—80.

[3] Girard, P. *Contribution à l'étude des machines séquentielles.* În : Automatisme, nr. 1, 1970, p. 12—16.

[4] Naslin, P. *Circuite logice şi automatizări secvenţiale.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1967.

[5] Reus, N. *O nouă metodă grafo-simbolică de analiză şi sinteză a sistemelor discrete de acţionare electrică.* Teză de doctorat, Inst. pol. Iaşi, 1968.

[6] Reus, N. *Metodă simbolică de minimizare globală a funcţiilor booleene.* Lucrările celei de a doua conferinţe a electricienilor 1969.

Ing. FĂNICĂ SPINEI şi ing. MARIA-ANA NECULA

Modelarea pătrunderii cîmpului magnetic în tole feromagnetice pe un calculator analogic

În lucrare se rezolvă problema pătrunderii cîmpului magnetic, avînd diferite forme de variaţie, în tole feromagnetice conductoare prin modelare pe un calculator analogic MEDA 41AT. Pe lîngă cazul caracteristicii de magnetizare liniare, caz rezolvabil analitic, s-a luat în considerare cazul caracteristicii de magnetizare neliniare, care se poate aproxima suficient de exact printr-o liniarizare pe porţiuni de tipul celei din figura 1. Această ultimă problemă este nerezolvată analitic [3].

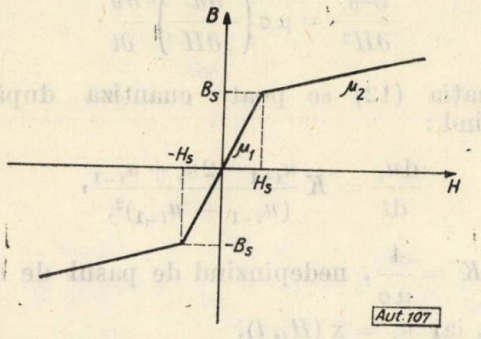


Fig. 1. Caracteristică de magnetizare liniarizată pe porţiuni.

Modelul matematic, exprimat printr-o ecuaţie cu derivate parţiale (3), necesită o transformare prealabilă. În § 2 se indică posibilităţile de cuantizare (transformare în ecuaţie cu diferenţe finite după una dintre variabile) ale ecuaţiei (3). Se alege una dintre cele trei posibilităţi descrise, adoptînd o schemă de modelare corespunzătoare.

În §4 se descriu rezultatele obţinute, făcînd o comparaţie în cazul unei variaţii treaptă a cîmpului magnetic pe frontieră cu soluţia analitică pentru semispaţiu avînd caracteristică de magnetizare liniarizată pe porţiuni. Se consideră de asemenea variaţiile periodice ale cîmpului magnetic pe frontieră (sinusoidal, impulsuri dreptunghiulare pozitive, impulsuri triunghiulare pozitive), în care caz se înregistrează regimul tranzitoriu pe o durată de cîteva perioade, timp suficient pentru stabilirea regimului permanent.

1. Stabilirea modelului matematic

Pentru medii imobile, liniare, omogene şi izotrope, în absenţa polarizaţiei eletrice permanente, a magnetizaţiei permanente şi a cîmpului electric imprimat, intensitatea cîmpului magnetic satisface ecuaţia cu derivate parţiale :

$$\Delta\overline{H} - \varepsilon\mu\frac{\partial^2\overline{H}}{\partial t^2} - \mu\sigma\frac{\partial\overline{H}}{\partial t} = 0, \qquad (1)$$

în care :

$\overline{H}$ este intensitatea cîmpului magnetic ;
ε — permitivitatea mediului ;
μ — permeabilitatea mediului ;
σ — conductivitatea mediului.

În cazul mediilor conductoare ($\sigma \gg \varepsilon$), cel de al doilea termen al ecuaţiei este neglijabil, deoarece curentul de deplasare este în acest caz neglijabil faţă de curentul de conducţie. Deci în cazul considerat în lucrare, ecuaţia (1) devine [3] :

$$\Delta\overline{H} - \mu\sigma\frac{\partial\overline{H}}{\partial t} = 0. \qquad (2)$$

Pentru tolă, ca şi pentru semispaţiu, avînd în vedere aplicarea tangenţială a cîmpului exterior şi variaţia cîmpului după coordonata spaţială x, avînd direcţia normală pe cele două feţe ale tolei (fig. 2), ecuaţia (2) devine :

$$\frac{\partial^2 H}{\partial x^2} - \mu\sigma\frac{\partial H}{\partial t} = 0. \qquad (3)$$

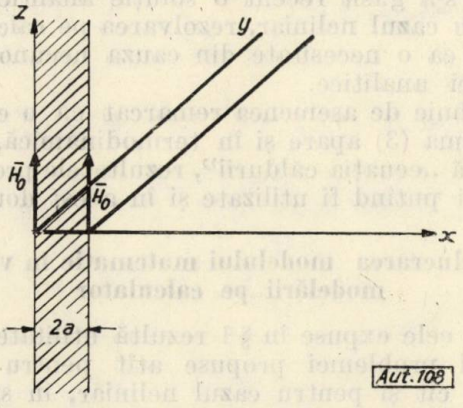


Fig. 2. Tola şi sistemul de coordonate ales.

În cele ce urmează condiţiile pe frontieră şi iniţiale se consideră :

$$H(0,t) = H(2a,t) = H_0(t),$$
$$H(x,0) = 0, \qquad (4)$$

unde $2a$ este grosimea tolei (fig. 2).

În cazul liniar (μ = ct.), dacă $H_0(t) = H_0 1(t)$, soluţia analitică a ecuaţiei (4) este :

$$H = H_0\left[1 - \frac{4}{\pi}\sum_0^\infty \frac{(-1)^k}{(2k+1)}\cos\frac{(2k+1)\pi}{2a}x\,e^{-\frac{(2k+1)^2\pi^2}{4a^2\mu\sigma}t}\right] \qquad (5)$$

sau :

$$H = H_0 \sum_0^{\infty} (-1)^k \left\{ 2 - erf\,[(2k+1)\,a - x] \sqrt{\frac{\mu\sigma}{4t}} - \right.$$

$$\left. - erf\,[(2k+1)\,a + x] \sqrt{\frac{\mu\sigma}{4t}} \right\}, \qquad (6)$$

unde „*erf*" este funcţia erorilor, iar $x = 0$ corespunde mijlocului tolei. Se observă că şi în acest caz rezolvarea problemei pe calculator este utilă, evitînd calculul sumelor ce apar în (5) sau (6).

Cînd $H_0(t) = H_0\sqrt{2}\sin \omega t$, soluţia de regim permanent este :

$$H = Im\left[\underline{H}_0 \frac{\mathrm{ch}\,\underline{\gamma} x}{\mathrm{ch}\,\underline{\gamma} a}\right], \qquad (7)$$

în care $\underline{\gamma} = \sqrt{j\omega\mu\sigma}$, iar $x = 0$ corespunde mijlocului tolei. Soluţia corespunzătoare de regim tranzitoriu, obţinută eventual prin metoda răspunsului tranzitoriu cu relaţia (5) sau (6), are o expresie relativ complicată fiind dificilă de calculat. Apare deci şi în acest caz utilă obţinerea soluţiei pe calculator.

Pentru o tolă cu caracteristică de magnetizare neliniară, liniarizată pe porţiuni (fig. 1), ecuaţia (3) rămîne valabilă cu precizarea :

$$\mu = \begin{cases} \mu_1 & |H| < H_s \\ \mu_2 & |H| > H_s \end{cases} \qquad (8)$$

În acest caz particular, problema nu este rezolvată analitic. Numai în cazul semispaţiului s-a găsit recent o soluţie analitică [2]. Pentru cazul neliniar, rezolvarea pe calculator apare ca o necesitate din cauza necunoaşterii soluţiei analitice.

Trebuie de asemenea remarcat că o ecuaţie de forma (3) apare şi în termodinamică, fiind numită „ecuaţia căldurii", rezultatele prezentei lucrări putînd fi utilizate şi în acest domeniu.

2. Prelucrarea modelului matematic în vederea modelării pe calculator

Din cele expuse în § 1 rezultă utilitatea modelării problemei propuse atît pentru cazul liniar, cît şi pentru cazul neliniar, în special.

Modelarea directă a ecuaţiei cu derivate parţiale nu este posibilă [1]. Este necesar să se transforme ecuaţia (3) într-o ecuaţie cu diferenţe finite după una dintre variabile. În literatură [1] sînt propuse două astfel de posibilităţi :

— cuantizare după x :

$$\frac{dH_i}{dt} = KH_{i+1} - 2KH_i + KH_{i-1}, \qquad (9)$$

unde $K = \dfrac{1}{\mu\sigma(\Delta x)^2}$, Δx fiind pasul de cuantizare şi $H_i = H(x_i, t)$;

— cuantizare după t :

$$\frac{d^2H_i}{dx^2} = K(H_{i-1} - H_{i+1}), \qquad (10)$$

unde $K = \dfrac{\mu\sigma}{2\Delta t}$, Δt fiind pasul de cuantizare, iar $H_i = H(x, t_i)$.

În afara acestor două posibilităţi se mai poate stabili încă una extrem de utilă pentru problemele neliniare, cînd $H_0(t) = H_0 1(t)$. Dacă se consideră drept funcţie necunoscută. :

$$x = u(H, t), \qquad (11)$$

ecuaţia (3) devine :

$$\frac{\partial^2 u}{\partial H^2} = \mu\sigma\left(\frac{\partial u}{\partial H}\right)^2 \frac{\partial u}{\partial t}. \qquad (12)$$

Ecuaţia (12) se poate cuantiza după H, rezultînd :

$$\frac{du_i}{dt} = K\frac{u_{i+1} - 2u_i + u_{i-1}}{(u_{i+1} - u_{i-1})^2}, \qquad (13)$$

unde $K = \dfrac{4}{\mu\sigma}$, nedepinzînd de pasul de cuantizare, iar $u_i = x(H_i, t)$.

Ultima variantă permite rezolvarea unei probleme neliniare pentru o caracteristică de magnetizare oarecare dacă variaţia cîmpului pe frontieră este treaptă (pentru ca o valoare H să corespundă unui singur x). Aceasta se face liniarizînd caracteristica pe un număr de porţiuni $m = H_0/\Delta H$. Fiecărui $H_i = i\Delta H$ îi va corespunde o singură valoare μ_i şi deci K, într-un punct caracterizat de cîmpul H_i, va fi constant.

Pentru a evita anularea numitorului se va alege n impar, astfel încît punctul situat pe axa tolei să fie cuprins în interiorul unui pas de cuantizare.

3. Schema de modelare utilizată

S-a adoptat prima dintre variantele expuse în § 2, deci ecuaţia se cuantizează după x. S-a adoptat prima variantă deoarece aceasta corespunde unei ecuaţii de ordinul I, iar răspunsurile $H_i(t)$ sînt mai edificatoare asupra fenomenului de pătrundere. În mod similar, problemele tratate în lucrare se pot analiza prin simularea ecuaţiei (10), cuantizată după t, neliniaritatea fiind tratată în acelaşi fel ca în prezenta lucrare.

În cele ce urmează s-a considerat, pentru caracteristica de magnetizare neliniară din figura 1, că :

$$\mu_1 = n\mu_2, \qquad (14)$$

unde n este constantă supraunitară; deci în (9), K este comandată de H şi capătă valorile K_1, K_2 aflate în raportul:

$$\frac{K_1}{K_2} = \frac{1}{n}, \tag{15}$$

Dacă se notează timpul pe calculator cu τ şi se alege drept factor de scară pentru timp valoarea constantă K_2, deci:

$$\tau = K_2 t, \tag{16}$$

calculatorul şi a căror funcţionare, conform cu notaţiile din figura 4, este:

— contactele K_i închise pe poziţia c dacă $u_i + 7 < 0$;

— contactele K_i închise pe poziţia b dacă $u_i + 7 > 0$.

Cu schema din figura 3 au fost studiate următoarele cazuri.

A. *Cazul liniar* (caracteristică de magnetizare liniară) pentru cele două valori constante ale lui μ. În acest caz, comparatoarele au fost

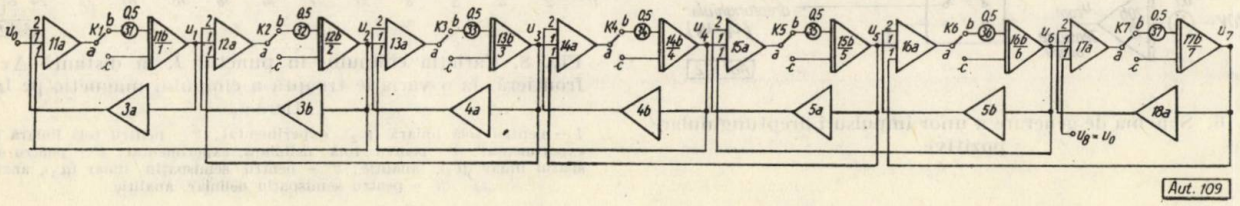


Fig. 3. Schema de modelare a pătrunderii cîmpului magnetic pentru cazul neliniar.

relaţia (9) devine:

$$\frac{dH_i}{d\tau} = \begin{cases} \frac{1}{n}(H_{i+1} - 2H_i + H_{i-1}) & |H_i| < H_s \\ (H_{i+1} - 2H_i + H_{i-1}) & |H_i| \geqslant H_s \end{cases} \tag{17}$$

În cazul variaţiei treaptă a cîmpului pe frontieră, soluţiile obţinute vor fi general valabile, mărimile de material şi grosimea tolei modificînd numai scara de timp.

Dacă cîmpul magnetic pe frontieră are o variaţie oarecare $H_0(t)$, luînd valori diferite în timp, scara trebuie precizată de la început. O variaţie sinusoidală de exemplu, caracterizată de o anumită perioadă de timp real, implică de la început fixarea constantei K_2 pentru a avea precizată relaţia (16) dintre timpul real şi cel de pe calculator.

Deoarece este vorba de un fenomen de pătrundere, valoarea maximă a cîmpului magnetic se găseşte pe frontieră. S-a ales scara de amplitudine astfel încît valorii maxime a cîmpului magnetic pe frontieră, independent de forma de variaţie a acestuia, să-i corespundă tensiunea maximă în calculator (10 V).

Schema de modelare a fost întocmită pentru următoarele date:

$n = 2$;

$\frac{H_s}{H_{0max}} = 0{,}7$ în cazul variaţiei treaptă a cîmpului magnetic pe frontieră (0,1 în cazul variaţiei sinusoidale);

condiţii iniţiale nule.

În figura 3 este dată schema de modelare pentru cazul neliniar; u_i este tensiunea în calculator care reprezintă H_i din ecuaţia (17).

Testarea condiţiei $H_i \geqslant H_s$ şi modificarea schemei corespunzător relaţiilor (17) se fac cu elementele comparatoare (EC) de care dispune eliminate realizînd conexiuni fixe prin potenţiometre (31, 32, ..., 37) corespunzător lui μ_1, şi direct, corespunzător lui μ_2.

Cazul liniar a fost modelat pentru următoarele condiţii pe frontieră:

a) cîmp magnetic constant (salt treaptă de amplitudine H_{0max}, deci $u_0 = u_8 = 10$ V);

b) cîmp magnetic variabil în timp de forma:

— sinusoidal de amplitudine H_{0max} şi perioada 13 s în timp calculator;

— impulsuri dreptunghiulare pozitive de amplitudine H_{0max} şi perioadă 20 s în timp calculator;

— impulsuri triunghiulare pozitive de amplitudine H_{0max} şi perioadă 20 s în timp calculator.

În figurile 5, 6, 7, sînt reproduse schemele care au servit pentru generarea cîmpului magnetic pe frontieră.

B. *Cazul neliniar* (caracteristică de magnetizare liniarizată, de tipul celei din figura 1).

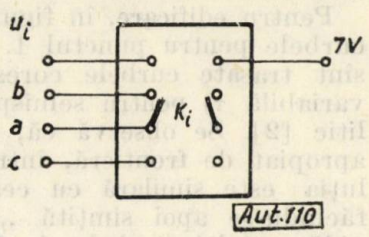


Fig. 4. Schema şi conexiunile unui element comparator (EC), necesar pentru testarea condiţiei $H_i \geqslant H_s$.

Pentru acest caz s-a folosit schema completă (cu comparatoare). S-au luat în considerare următoarele condiţii pe frontieră:

a) cîmp magnetic constant (salt treaptă);

b) cîmp magnetic sinusoidal de aceeaşi amplitudine şi perioadă ca în cazul liniar.

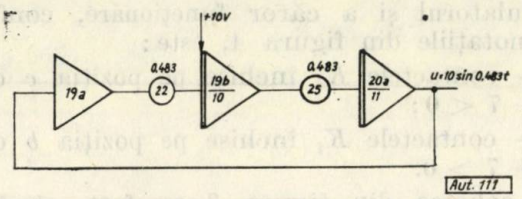


Fig. 5. Schema pentru generarea cîmpului magnetic sinusoidal pe frontieră.

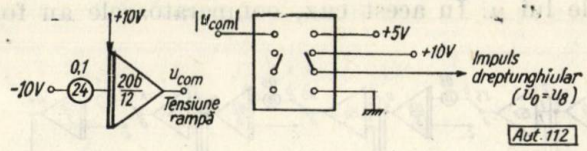


Fig. 6. Schema de generare a unor impulsuri dreptunghiulare pozitive.

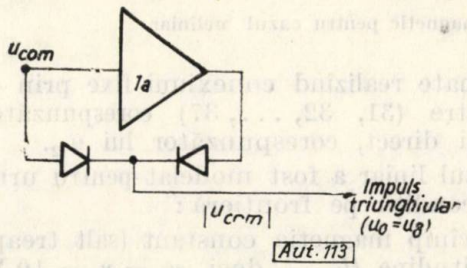


Fig. 7. Schema de generare a unor impulsuri triunghiulare pozitive.

Schema completă permite studiul cazului neliniar şi pentru alte forme de variaţie ale cîmpului pe frontieră, dacă generarea acestuia este asigurată.

4. Rezultate experimentale

În cazul variaţiei treaptă a cîmpului magnetic pe frontieră s-au ridicat răspunsurile în punctele *1*, *2*, *3*, *4* pentru cazul neliniar cum şi pentru ambele regimuri liniare, ale căror date complete sînt precizate de relaţiile (19).

Pentru edificare, în figura 8 sînt prezentate curbele pentru punctul 1. Cu linie întreruptă sînt trasate curbele corespunzătoare (tot în variabilă τ) pentru semispaţiu, calculate analitic [2]. Se observă că, în punctul cel mai apropiat de frontieră, într-o primă fază evoluţia este similară cu cea de la semispaţiu, făcîndu-se apoi simţită „umplerea" mai rapidă a tolei. Curbele *1*, *1′* corespund lui μ_2; 2, 2′ corespund lui μ_1; 3, 3′ corespund cazului neliniar.

Timpul real se obţine făcînd transformarea :

$$t = \frac{\tau}{K_2}, \qquad (18)$$

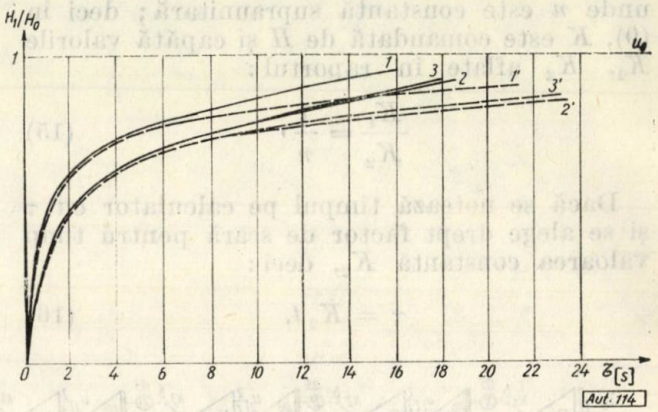


Fig. 8. Variaţia cîmpului în punctul *1*, la distanţă Δx de frontieră, la o variaţie treaptă a cîmpului magnetic pe frontieră :

1 – pentru tolă liniară (μ_2), experimental; *2* – pentru tolă liniară (μ_1), experimental; *3* – pentru tolă neliniară, experimental; *1′* – pentru semispaţiu liniar (μ_2), analitic; *2′* – pentru semispaţiu liniar (μ_1), analitic; *3′* – pentru semispaţiu neliniar, analitic.

în care $K_2 \dfrac{1}{\mu_2 \sigma (\Delta x)^2}$, curbele din figura 8 fiind utile pentru toate tolele avînd $\mu_1 = 2\mu_2$.

De pildă pentru :

$$\mu_1 = 2000\ 4\pi\ 10^{-7},$$
$$\mu_2 = 1000\ 4\pi\ 10^{-7}, \qquad (19)$$
$$\sigma = \frac{10^8}{46},$$

tolele avînd grosimea $2a = 0{,}3$; 1 şi 6 mm, se obţine corespunzător constanta $K_2 = 26\ 10^4$; $2{,}34\ 10^4$ şi respectiv $6{,}5\ 10^2$.

Pentru variaţia sinusoidală a cîmpului magnetic pe frontieră $H_0(t) = H_0 \sin \omega t$ s-a ridicat procesul tranzitoriu în punctele *1*, *2*, *3*, *4* pentru ambele cazuri liniare cum şi pentru cazul neliniar.

În figura 9 sînt prezentate variaţiile raportate H_i/H_{0max} ($i = 1, 2, 3, 4$) în funcţie de timp, pentru cazul neliniar, cu $H_s/H_{omax} = 0{,}1$.

Timpul real se obţine tot cu relaţia (18); în acest caz însă interesează îndeosebi frecvenţa de 50 Hz, deci :

$$K_2 = \frac{T_{calculator}}{T_{real}} = 13 \cdot 50 = 6{,}5\ 10^2,$$

perioada pe calculator de 13 s fiind precizată în § 3. În concluzie, curbele trasate corespund unei tole avînd caracteristicile (19), cu grosimea de 6 mm.

În figura 10 sînt trasate curbele $H_i(t)$ ($i = 1, 2, 3, 4$), raportate, în cazul cînd $H_0(t)$ este de forma unor impulsuri dreptunghiulare pozitive, marcate pe figură cu linie întreruptă. S-a considerat cazul liniar.

În figura 11 sînt trasate curbele $H_i(t)$ ($i = 1, 2, 3$), raportate, în cazul cînd $H_0(t)$ este de forma unor impulsuri triunghiulare pozitive, marcate pe figură cu linie întreruptă. S-a considerat cazul liniar.

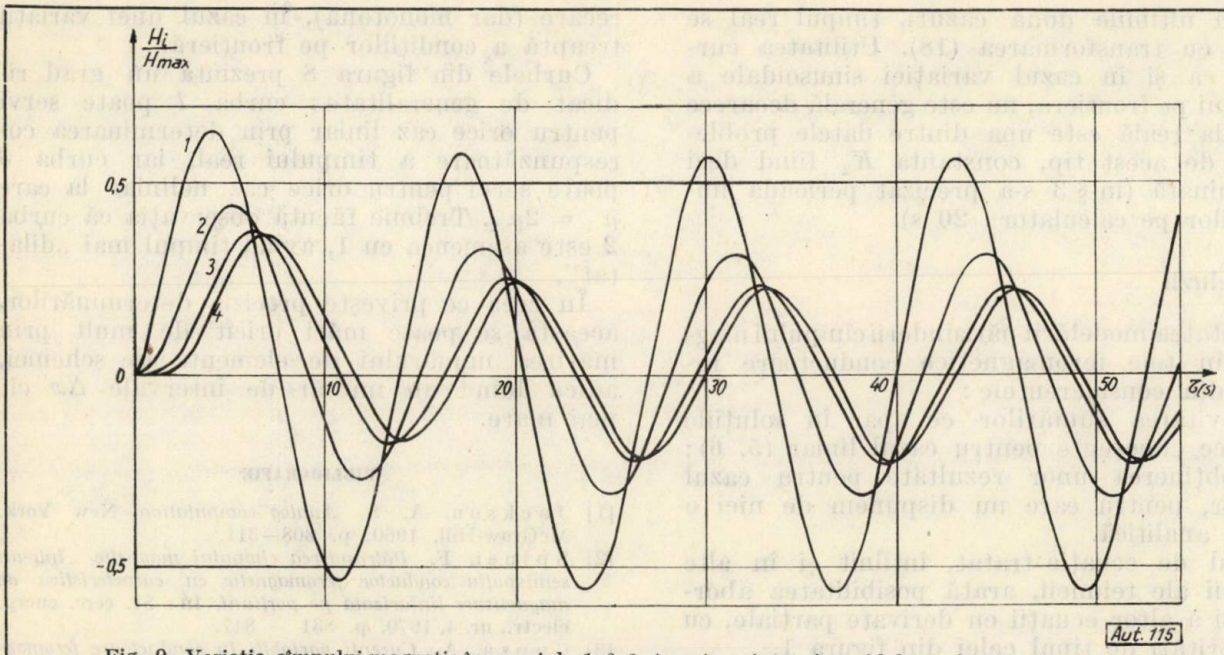


Fig. 9. Variaţia cîmpului magnetic în punctele *1, 2, 3, 4* pentru cîmp sinusoidal pe frontieră, cazul neliniar, curbe experimentale.

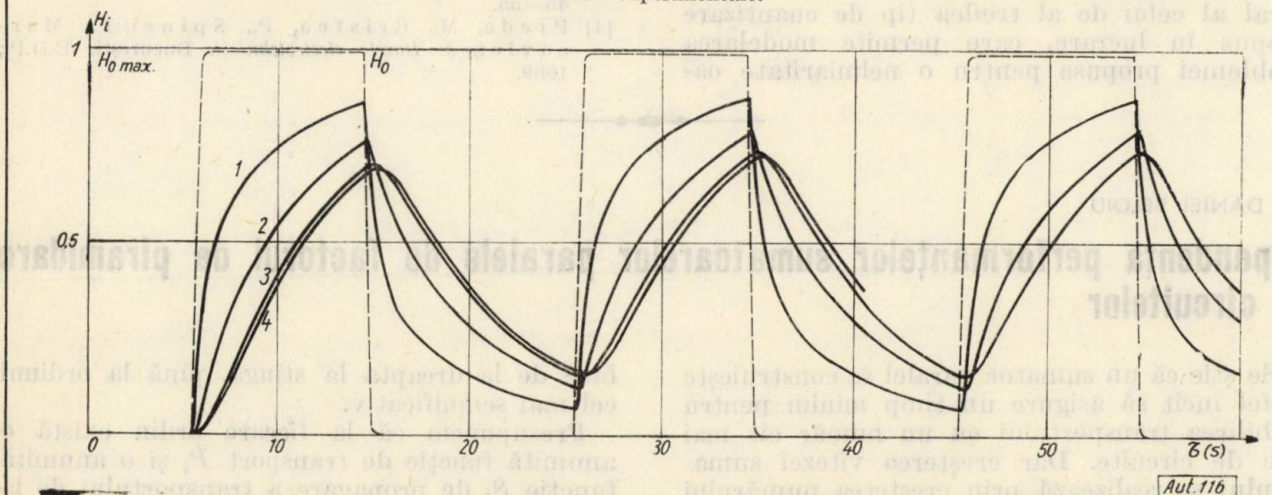


Fig. 10. Variaţia cîmpului magnetic în punctele *1, 2, 3, 4*, pentru cîmp în impulsuri dreptunghiulare pozitive pe frontieră, cazul liniar, curbe experimentale.

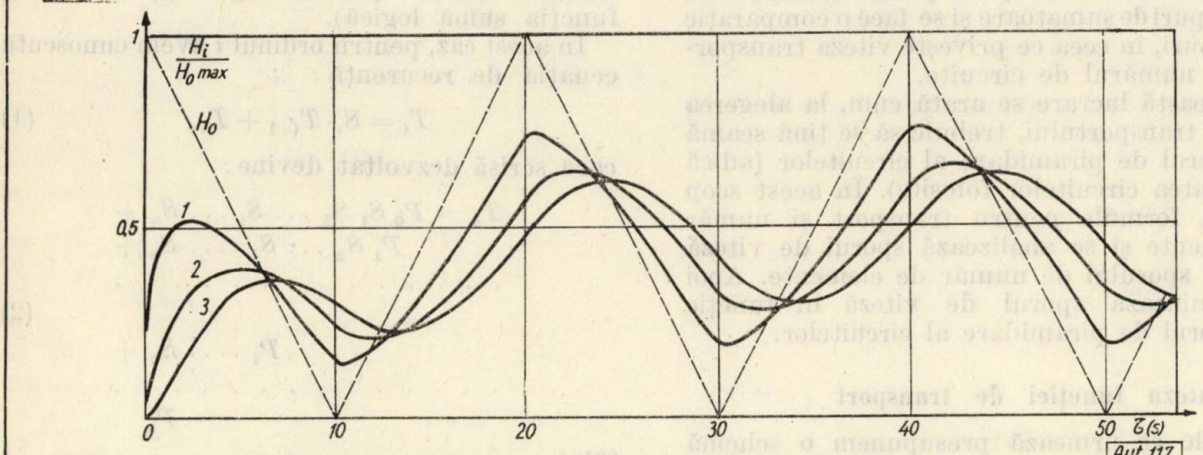


Fig. 11. Variaţia cîmpului magnetic în punctele *1, 2, 3*, pentru cîmp în impulsuri triunghiulare pozitive pe frontieră, cazul liniar, curbe experimentale.

Şi în ultimile două cazuri, timpul real se obţine cu transformarea (18). Utilitatea curbelor, ca şi în cazul variaţiei sinusoidale a cîmpului pe frontieră, nu este generală deoarece perioada reală este una dintre datele problemelor de acest tip, constanta K_2 fiind deci determinată (în § 3 s-a precizat perioada impulsurilor pe calculator : 20 s).

Concluzii

Utilitatea modelării pătrunderii cîmpului magnetic în tole feromagnetice conductoare rezultă din considerentele :

— evitarea sumărilor ce apar în soluţiile analitice cunoscute pentru cazul liniar (5, 6);

— obţinerea unor rezultate pentru cazul neliniar, pentru care nu dispunem de nici o soluţie analitică.

Tipul de ecuaţie tratat, întîlnit şi în alte domenii ale tehnicii, arată posibilitatea abordării şi a altor ecuaţii cu derivate parţiale, cu neliniarităţi de tipul celei din figura 1.

Trebuie remarcat caracterul extrem de general al celui de al treilea tip de cuantizare propus în lucrare, care permite modelarea problemei propuse pentru o neliniaritate oarecare (dar monotonă), în cazul unei variaţii treaptă a condiţiilor pe frontieră.

Curbele din figura 8 prezintă un grad ridicat de generalitate : curba *1* poate servi pentru orice caz liniar prin determinarea corespunzătoare a timpului real, iar curba *3* poate servi pentru orice caz neliniar la care $\mu_1 = 2\mu_2$. Trebuie făcută observaţia că curba *2* este asemenea cu 1, avînd timpul mai „dilatat".

În ceea ce priveşte precizia determinărilor, aceasta se poate mări oricît de mult prin mărirea numărului de elemente ale schemei, adică luînd un număr de intervale Δx cît mai mare.

BIBLIOGRAFIE

[1] Jackson, A. S. *Analog computation.* New York, McGraw-Hill, 1960, p. 308—311.

[2] Spinei, F. *Pătrunderea cîmpului magnetic într-un semispaţiu conductor feromagnetic cu caracteristica de magnetizare liniarizată pe porţiuni.* În : St. cerc. energ. electr., nr. 4, 1970, p. 831 — 847.

[3] Cupşa, A. *Curenţi variabili în conductoare feromagnetice neliniare.* În : Electrotehnica, nr. 2, 1967, p. 45—55.

[4] Preda, M., Cristea, P., Spinei, F., Marcovici, J. *Bazele electrotehnicii.* Bucureşti, E.D.P., 1969.

Ing. DANIEL BELOIU

Dependenţa performanţelor sumatoarelor paralele de factorul de piramidare al circuitelor

Se ştie că un sumator paralel se construieşte astfel încît să asigure un timp minim pentru stabilirea transportului cu un număr cît mai mic de circuite. Dar creşterea vitezei sumatorului se realizează prin creşterea numărului de elemente, însă aceasta duce la micşorarea vitezei. În literatură [1—6] sînt descrise mai multe tipuri de sumatoare şi se face o comparaţie între tipuri, în ceea ce priveşte viteza transportului şi numărul de circuite.

În această lucrare se arată cum, la alegerea schemei transportului, trebuie să se ţină seamă de factorul de piramidare al circuitelor (adică de calitatea circuitelor folosite). În acest scop se scriu formule pentru transport şi număr de elemente şi se analizează sporul de viteză pe baza sporului de număr de elemente. Apoi se examinează sporul de viteză în funcţie de factorul de piramidare al circuitelor.

1. Sinteza funcţiei de transport

În cele ce urmează presupunem o schemă de propagare a transportului pentru un sumator paralel combinaţional sincron cu n ordine, la care propagarea transportului se face de la dreapta la stînga, pînă la ordinul cel mai semnificativ.

Presupunem că la fiecare ordin există o anumită funcţie de transport P_i şi o anumită funcţie S_i de propagare a transportului de la ordinul i la $i+1$ (funcţiile P_i şi S_i se mai numesc funcţia produs logic şi, respectiv, funcţia sumă logică).

În acest caz, pentru ordinul i avem cunoscută ecuaţia de recurenţă :

$$T_i = S_i \cdot T_{i-1} + P_i, \tag{1}$$

care scrisă dezvoltat devine:

$$\begin{aligned} T_n = {} & P_0 S_1 S_2 \ldots S_i \ldots S_n + \\ & P_1 S_2 \ldots S_i \ldots S_n + \\ & \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\ & P_i \ldots S_n + \\ & \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\ & P_n \end{aligned} \tag{2}$$

sau :

$$T_{n,0} = \sum_{i=0}^{n} P_i \left(\prod_{j=1}^{n} S_j \right), \tag{3}$$

unde prin $\sum_{i=0}^{n}$ şi $\prod_{j=1}^{n}$ se înseamnă funcţia efectivă de propagare, respectiv de transport, la ordinul n, respectiv la ordinul zero.

În funcţie de tipul logicii şi de tipul circuitelor, funcţiile $\sum_{i=0}^{n}$ şi $\prod_{j=1}^{n}$ se realizează în piramidă, pentru un număr de elemente mai mare decît factorul de piramidare al circuitelor. Prin factor de piramidare, notat cu k, se înţelege numărul maxim de circuite identice, legate în paralel la ieşirea unui circuit de comandă, fără ca acesta să-şi micşoreze viteza de comutaţie. Se presupune că circuitele admit k intrări şi k ieşiri. Numărul k se mai numeşte şi factor de ramificare. Evident, circuitele care comută curenţi mari au k mare.

Reprezentarea funcţiei de transport se face uşor dacă se folosesc triunghiurile logice $T_{n-1,0}$; $T_{n-2,0}$; $T_{i,0}$ (fig. 1).

Se observă că pe liniile verticale se întîlnesc funcţiile π, iar pe liniile orizontale, funcţiile Σ (fig. 4).

Funcţia T_{i0} realizează timpul minim de apariţie a transportului la ordinul i.

Se observă că, la ordinele mici, avem funcţii logice cu mai puţini termeni şi că, la ordinul n, funcţiile π_n şi Σ_n au n elemente logice.

Dacă n este mare, funcţiile logice Σ şi π se realizează cu mai multe nivele logice, urmate de amplificatori, deci cu mai multe etaje logice, ceea ce duce la întîrzierea semnalului de trasport.

De asemenea, se observă că funcţiile S_i şi P_i apar în mai multe funcţii Σ_k, π_k, deci fiecare se realizează prin mai multe etaje logice, ceea ce duce din nou la întîrzierea semnalului de transport.

Din aceste motive, timpul de apariţie a transportului apare sensibil dependent de lungimea n a sumatorului, de tipul logicii şi de factorul de piramidare al circuitelor.

Pentru a evalua cantitativ numărul de elemente logice cu care se construiesc funcţiile $T_{n-1,0}$; $T_{n-2,0} \cdots T_{i,0}$, cît şi timpul de stabilire a transportului, se observă întîi că în funcţia $T_{i,0}$ apar ca variabile, pe paralele verticale şi orizontale, toate funcţiile de transport şi de propagare din „triunghiurile logice" precedente.

Fie deci funcţia $T_{n-1,0}$.

În această funcţie apar funcţii de tipul Σ şi π de n variabile şi funcţii de tipul S şi P care apar ca variabile în mai multe funcţii Σ şi π, adică în funcţia $T_{n-1,0}$ intră funcţii logice cu n intrări şi n ieşiri.

Se observă că o funcţie logică de tip Σ şi π, cu n variabile logice la intrare, se realizează în piramidă, iar numărul de elemente de circuit (de exemplu diode) este egal cu suma unei progresii geometrice la care termenul întîi, raţia şi termenul ultim sînt respectiv k, k, n, adică pentru o funcţie π sînt necesare:

$$\frac{k}{k-1}\,\frac{n-1}{2} \text{ elemente.} \quad (4)$$

Obţinem deci numărul total de elemente care realizează funcţiile logice π:

$$n_\pi = \frac{k}{k-1}\sum_{i=1}^{n}\frac{i(i-1)}{2} = \frac{1}{12}\,\frac{k}{k-1}\,n(n^2-1). \quad (5)$$

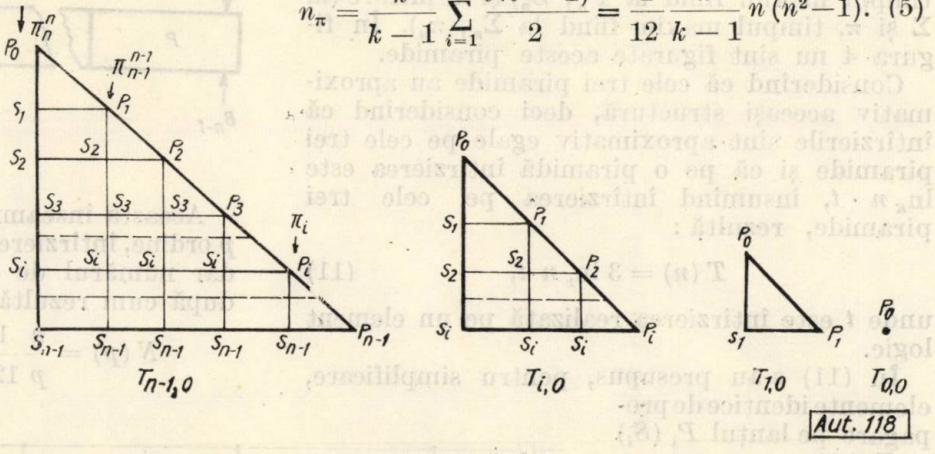


Fig. 1

Analog, numărul total de elemente pentru funcţiile Σ de la baza triunghiului este:

$$n_\Sigma = \frac{1}{2}\,\frac{k}{k-1}\,n(n-1). \quad (6)$$

Deci numărul total de elemente de circuite care realizează funcţiile $T_{n,0}$; $T_{i,0}, \cdots T_{1,0}$ va fi:

$$N = n_\pi + n_\varepsilon = \frac{1}{12}\,\frac{k}{k-1}\,n(n-1)(n+7). \quad (7)$$

De asemenea, funcţiile cu n ieşiri se construiesc în piramidă şi, procedînd analog, rezultă numărul total de amplificatori pentru funcţiile P_i şi S_i:

$$n_{Pi} = \sum_{i=1}^{n}\frac{k}{k-1}(i-1) = \frac{k}{k-1}\,\frac{(n-1)n}{2}, \quad (8)$$

$$n_{Si} = \frac{k}{k-1}\,\frac{(n+2)\,n(n-1)}{6} - n\,\frac{k}{k-1}, \quad (9)$$

deoarece se observă că funcţiile P_i apar cel mult o dată într-un triunghi, iar S_i apare cu cel mult $(i-1)$ elemente în i triunghiuri.

În formulele (4) — (9) s-a presupus $n \gg k$.

Acum, dacă circuitele logice sînt construite cu porţi, cu logică cu dublu nivel, urmate de amplificatori, numărul total de amplificatori va fi :

$$A(n) = \frac{N}{k^2} + n_{Pi} + n_{Si}. \qquad (10)$$

Factorul k^2 apare fiindcă avem logica cu dublu nivel.

Timpul pentru obţinerea transferului se calculează pe triunghiul cel mai dezvoltat (ordinul n).

Se observă (fig. 4) că termenii S_i, P_i trec întîi consecutiv în cele două funcţii şi deci întîrzierea maximă realizată se obţine parcurgînd trei piramide, de ieşire (de la P_i, S_i, timpul maxim fiind la P_n, S_n) şi de intrare (la Σ şi π, timpul maxim fiind la Σ_n, π_n). În figura 4 nu sînt figurate aceste piramide.

Considerînd că cele trei piramide au aproximativ aceeaşi structură, deci considerînd că întîrzierile sînt aproximativ egale pe cele trei piramide şi că pe o piramidă întîrzierea este $\ln_k n \cdot t$, însumînd întîrzierea pe cele trei piramide, rezultă :

$$T(n) = 3 \ln_k n \cdot t, \qquad (11)$$

unde t este întîrzierea realizată pe un element logic.

În (11) s-au presupus, pentru simplificare, elemente identice de propagare pe lanţul P_i (S_i) şi Σ_i (π_i).

De fapt, întîrzierea medie este mai mică, deoarece transportul poate apărea pe un număr mai mic decît n ordine, acest lucru depinzînd de cei doi termeni ai sumei.

2. Particularizarea funcţiei de transfer

Din relaţiile (7), (10), (11) se observă că numărul de elemente creşte proporţional cu n, iar timpul de propagare a transferului creşte proporţional cu $\ln_k n$.

Deci sporul relativ de viteză este neesenţial dacă se obţine prin mărirea, peste un n dat, a numărului de elemente.

Din acest motiv, sumatoarele nu se construiesc cu schema cea mai dezvoltată, ci se alege un compromis între viteză şi numărul de elemente, realizînd obţinerea cea mai rapidă a transportului pe m grupe cu cîte p ordine ($n = m \cdot p$).

Aşa se construiesc sumatoarele cu propagarea transportului pe grupe (fig. 3).

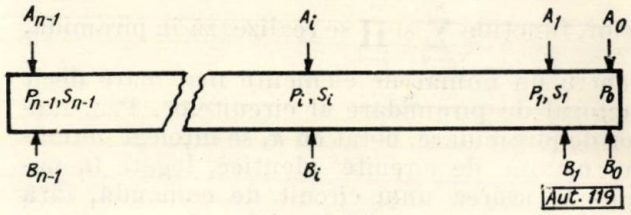


Fig. 2

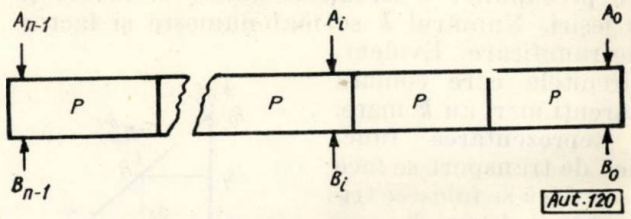


Fig. 3

Aceasta înseamnă că pentru m grupe de cîte p ordine, întîrzierea transportului este mai mare, dar numărul de elemente se reduce simţitor, după cum rezultă din formulele :

$$N(p) = \frac{n}{p} \frac{1}{12} \frac{k}{k-1} p(p-1)\, p + 7), \qquad (12)$$

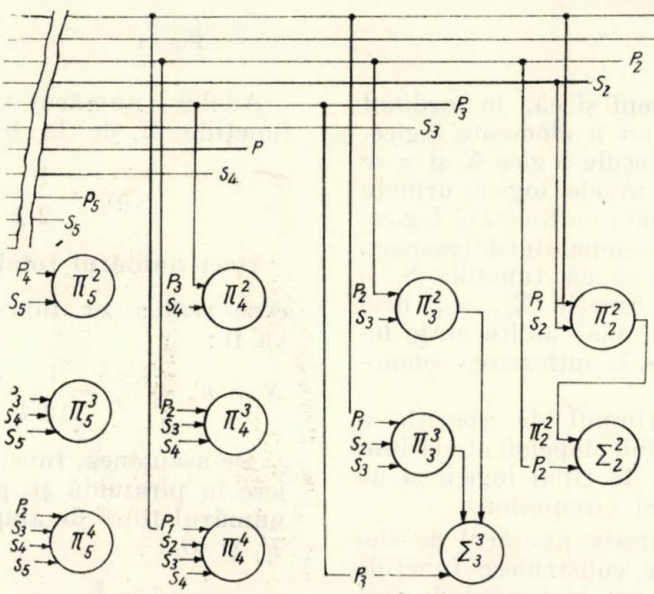


Fig. 4

$$A(p) = \frac{n}{p}\left[\frac{p(p-1)}{2k} + \frac{(p+2)\,p(p-1)}{6(k-1)}\right], \qquad (13)$$

$$T(p) = 3 \ln_k p + \frac{n}{p}, \qquad (14)$$

scrise pentru sumatorul din figura 3 şi plecînd de la formulele (7), (10), (11).

În figurile 5, 6, 7 se reprezintă grafic funcţiile (12), (13), (14), luînd ca variabilă numărul p de elemente dintr-o grupă (pentru $k = 5$). Se observă scăderea lentă a timpului de pro-

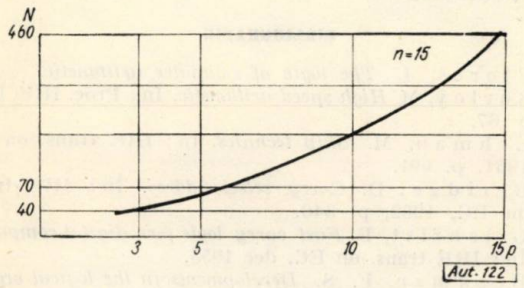


Fig. 5

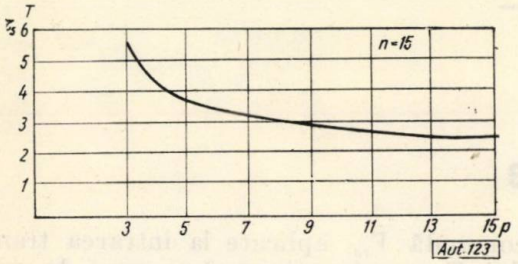


Fig. 6

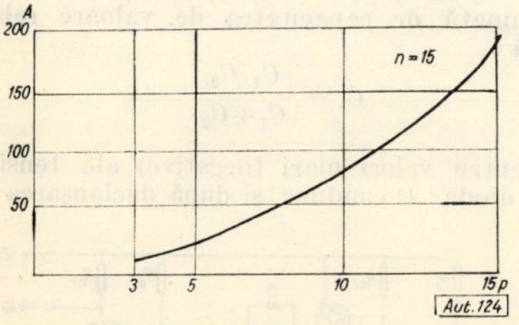


Fig. 7

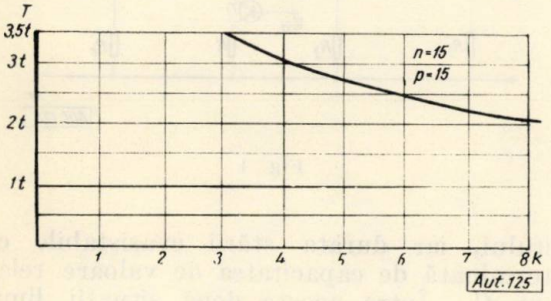


Fig. 8

pagare a transportului şi creşterea rapidă a numărului de elemente, o dată cu dezvoltarea schemei logice a transportului.

Dacă se ia ca variabilă factorul de piramidare al circuitelor, păstrînd n, p, constant, graficul funcţiilor (12), (13), (14), apare în figurile 8, 9, 10.

Se observă că numărul de elemente $N(p)$ nu depinde apreciabil de factorul de ramificare k. (În figura 10, N nu are variaţii importante).

Se observă însă, din figura 8, că timpul de propagare a transportului se micşorează dacă se aleg circuite mai bune (cu k mare).

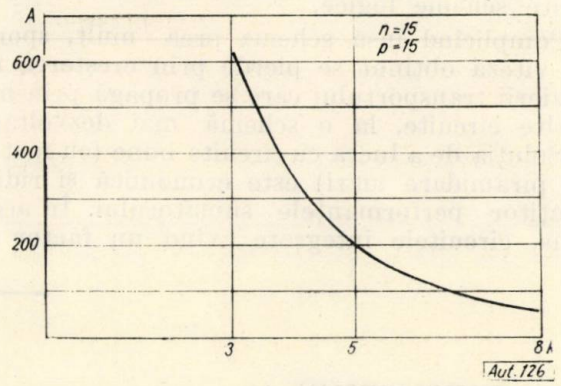


Fig. 9

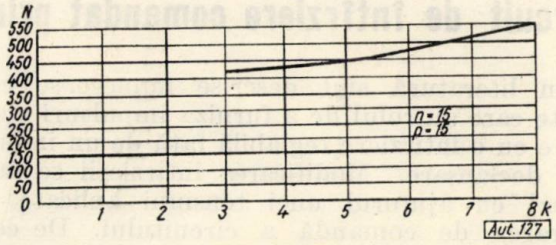


Fig. 10

De asemenea din figura 9 rezultă că numărul de amplificatori scade simţitor dacă circuitele au k mare.

Vom arăta, pe un exemplu, cum se schimbă performanţele sumatorului dacă schimbăm structura schemei de propagare sau schimbăm circuitele (cu alt k), şi vom compara rezultatele.

Din analiza curbelor din figurile 5—10 rezultă că, pentru sumatorul discutat mai sus, avem de exemplu :

pentru $p = 10 \ldots 15$ şi $k = 5$:

$$\Delta N = +230, \quad \Delta A = 100, \quad \Delta t = 0{,}5 \text{ t};$$

pentru $\Delta k = 5 \ldots 8$ şi $p = 15$:

$$\Delta N = +50, \quad \Delta A = -125, \quad t = 0{,}7.$$

Se observă deci că în loc să se dezvolte schema, la un anumit p şi k, este mai convenabil să se lucreze cu circuitele cu k mare, sumatorul devenind mai ieftin şi mai simplu. Totuşi avantajul obţinut rămîne pe seama circuitelor doar cîtă vreme ele însele nu sînt prea scumpe (de exemplu la circuitele cu transistoare în comutaţie de tensiune, pentru a creşte viteza de comutaţie se adaugă condensatoare de accelerare sau diode pentru antisaturaţie care scumpesc circuitul).

3. Concluzii

Se ştie că, pentru a obţine viteze mari, sumatoarele paralele se construiesc cu o logică complicată pentru propagarea transportului. În literatură se cunosc diferite tehnici care măresc viteza sumatoarelor paralele prin diferite scheme logice.

Complicînd însă schema prea mult, sporul de viteză obţinut se pierde prin creşterea întîrzierii transportului care se propagă prin mai multe circuite, la o schemă mai dezvoltată.

Soluţia de a lucra cu circuite bune (cu factori de piramidare mari) este economică şi ridică simţitor performanţele sumatorului. În acest sens, circuitele integrate avînd un factor de piramidare mare sînt avantajoase chiar pentru o schemă de propagare simplă.

Lucrarea arată cum anume depind performanţele sumatorului de factorul de piramidare al circuitelor.

BIBLIOGRAFIE

[1] Flores, I. *The logic of computer arithmetic.*
[2] Sorley, M. *High speed arithmetic.* În: Proc. IRE, 1961, p. 67.
[3] Lehman, M. *Skip technics.* În: IRE trans. on EC, 1961, p. 691.
[4] Beridge, D. *Carry select adders.* În: IRE trans. on EC, 1962, p. 340.
[5] Gilchrist, B. *Fast carry logic forr digital computers.* În: IRE trans. on EC, dec 1955.
[6] Beckman, F. S. *Developments in the logical organisation.* În: Proc. IRE, 1961, p. 55.

Dr. ing. TIBERIU MUREŞAN

Circuit de întîrziere comandat prin tensiune

În literatură sînt descrise numeroase circuite care au rolul de a furniza impulsuri electrice cu o întîrziere reglabilă faţă de un impuls de declanşare. Modificarea întîrzierii se face uzual cu ajutorul unei tensiuni aplicate la intrarea de comandă a circuitului. De cele mai multe ori este necesar ca relaţia dintre întîrzierea realizată de circuit şi tensiunea de comandă să fie liniară. Din acest motiv, majoritatea circuitelor de întrziere comandate prin tensiune funcţionează pe principiul comparării unei tensiuni liniar variabile cu tensiunea de comandă. Acest tip de circuite de întîrziere prezintă inconvenientul unei variaţii relativ restrînse a întîrzierii pentru variaţii ale tensiunii de comandă de ordinul volţilor.

În continuare se va prezenta un nou circuit de întîrziere de tip monostabil, care permite variaţia liniară în limite largi a întîrzierii folosind tensiuni de comandă de valori reduse.

1. Circuitul propus

Folosind o variantă modificată a metodei de reglare în limite largi a constantei de timp a unui circuit RC, propusă de Clarke [1], s-a conceput circuitul monostabil cu durată comandată a stării cvasistabile din figura 1.

În starea stabilă a circuitului conduce T_4, iar condensatorul C_1 este încărcat la tensiunea V_0. Condensatorul C_2, de valoare mult mai mică decît C_1, nu este încărcat. La aplicarea tensiunii de declanşare V_t, circuitul trece în starea cvasistabilă (T_4 blocat). Durata stării cvasistabile t_i, şi deci întîrzierea produsă de circuit, se poate modifica cu ajutorul tensiunii de comandă V_{cd} aplicate la intrarea transistorului T_3 care funcţionează ca sursă de curent constant. În situaţia cînd $V_{cd} = 0$, curentul $I_{cd} = 0$, iar durata stării cvasistabile este determinată de capacitatea de valoare relativ mică :

$$C_e = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}.$$

Pentru valori mari (negative) ale tensiunii V_{cd}, dioda D conduce şi după declanşarea circuitului, iar durata stării cvasistabile este determinată de capacitatea de valoare relativ mare C_1. Între aceste două situaţii limită, variind tensiunea de comandă se poate obţine modificarea continuă a duratei stării cvasistabile a circuitului într-un interval determinat de raportul dintre valorile capacităţilor C_1 şi C_2.

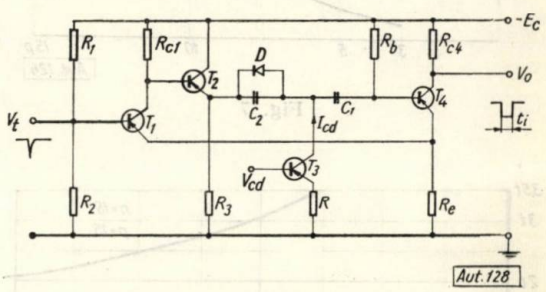


Fig. 1

Repetorul de emiter, realizat cu T_2, serveşte pentru micşorarea timpului de revenire al monostabilului şi îmbunătăţirea frontului de scădere al tensiunii obţinute la colectorul transistorului T_1.

2. Principii de proiectare

Schema echivalentă simplificată a circuitului monostabil din figura 1, în timpul stării cvasistabile, este reprezentată în figura 2. Aici V_e reprezintă un generator de tensiune prin care s-a echivalat tensiunea constantă de la ieşirea repetorului T_2; V_0 este generatorul

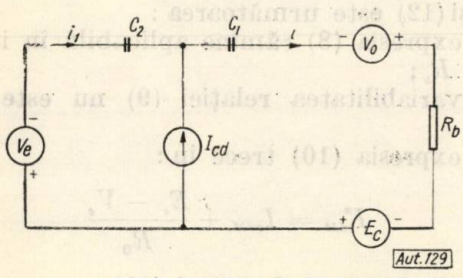


Fig. 2

de tensiune prin care s-a echivalat tensiunea la bornele condensatorului C_1 în momentul trecerii circuitului în starea cvasistabilă; I_{cd} este sursa de curent constant prin care a fost echivalat T_3.

Rezolvînd ecuaţiile circuitului din figura 2, se obţine:

$$i = I_{cd}\frac{C_e}{C_2} + \left(\frac{E}{R_b} - I_{cd}\frac{C_e}{C_2}\right)\exp\left(-\frac{t}{T_e}\right), \quad (1)$$

unde:

$$C_e = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}, \quad T_e = C_e R_b \text{ şi } E = E_c + V_0 - V_e.$$

Durata stării cvasistabile t_i rezultă din condiţia de deblocare a transistorului T_4.

$$iR_b = E_c - V_e. \quad (2)$$

Din relaţiile (1) şi (2) se obţine:

$$t_i = T_e \ln \frac{E - I_{cd}\frac{C_e}{C_2}R_b}{E_c - V_e - I_{cd}\frac{C_e}{C_2}R_b}. \quad (3)$$

Presupunînd că, în stare de conducţie, transistoarele T_1 şi T_4 sînt saturate şi neglijînd căderile de tensiune colector-emiter în saturaţie, respectiv căderile de tensiune bază-emiter, faţă de tensiunea E_c, se poate scrie:

$$E = E_c\left[2 - \frac{R_e}{R_e + R_{c1}} - \frac{R_e}{R_e + R_{c4}}\right], \quad (4)$$

$$E_c - V_e = E_c\left[1 - \frac{R_e}{R_e + R_{c1}}\right], \quad (5)$$

$$I_{cd} = \frac{V_{cd} - V_{be3}}{R} = \frac{V'_{cd}}{R}. \quad (6)$$

Folosind relaţiile de mai sus, expresia (3) devine:

$$t_i = T_e \ln \frac{E_c\left[2 - \frac{R_e}{R_e + R_{c1}} - \frac{R_e}{R_e + R_{c4}}\right] - V'_{cd}\frac{C_e}{C_2}\frac{R_b}{R}}{E_c\left[1 - \frac{R_e}{R_e + R_{c1}}\right] - V'_{cd}\frac{C_e}{C_2}\frac{R_b}{R}}. \quad (7)$$

Durata minimă a stării cvasistabile rezultă din (3) punînd condiţia $I_{cd} = 0$:

$$t_{im} = T_e \ln \frac{2 - \frac{R_e}{R_e + R_{c1}} - \frac{R_e}{R_e + R_{c4}}}{1 - \frac{R_e}{R_e + R_{c1}}}. \quad (8)$$

Durata maximă a stării cvasistabile corespunde situaţiei cînd, datorită măririi curentului de comandă I_{cd}, începe să conducă dioda D (fig. 1) şuntînd capacitatea C_2 ($C_2 \to \infty$). Dacă în relaţia (7) facem ca C_2 să tindă la infinit, rezultă:

$$t_{iM} = T'_e \ln \frac{2 - \frac{R_e}{R_e + R_{c1}} - \frac{R_e}{R_e + R_{c4}}}{1 - \frac{R_e}{R_e + R_{c1}}}. \quad (9)$$

unde:

$$T'_e = C_1 R_b.$$

Valoarea curentului de comandă I_{cdM}, pentru care se obţine durata maximă a stării cvasistabile, se deduce din condiţia ca, în momentul revenirii circuitului în starea stabilă, curentul prin rezistenţa R_b să fie egal tocmai cu I_{cdM}.

Respectarea acestei condiţii echivalează cu determinarea valorii curentului de comandă pentru care dioda D (fig. 1) începe să conducă în sens direct în timpul stării cvasistabile. Din relaţia (2) rezultă:

$$I_{cdM} = \frac{E_c\left[1 - \frac{R_e}{R_e + R_{c1}}\right]}{R_b}. \quad (10)$$

Tensiunea de comandă corespunzătoare duratei maxime a stării cvasistabile a circuitului se obţine din expresiile (6) şi (10):

$$V_{cdM} = \frac{E_c\left[1 - \frac{R_e}{R_e + R_{c1}}\right]}{R_b} R + V_{be3}. \quad (11)$$

O valoare orientativă a coeficientului de transfer al circuitului de întîrziere se poate obţine raportînd relaţia (9) la relaţia (11):

$$k = \frac{C_1 R_b^2 \ln \frac{2 - \frac{R_e}{R_e + R_{c1}} - \frac{R_e}{R_e + R_{c4}}}{1 - \frac{R_e}{R_e + R_{c1}}}}{E_c\left[1 - \frac{R_e}{R_e + R_{c1}}\right]R + V_{be3}R_b}. \quad (12)$$

Expresia (12) poate servi şi pentru aprecierea influenţei pe care o are modificarea diferiţilor parametri ai circuitului asupra funcţionării sale.

Timpul de revenire a circuitului monostabil nu este o mărime constantă ci depinde de durata stării cvasistabile. Valoarea minimă a timpului de revenire se poate exprima prin:

$$t_{tm} = (4 - 5)(R_e + R_r) C_e, \qquad (13)$$

iar valoarea maximă prin:

$$t_{rM} = (4 - 5)(R_e + R_r) C_1. \qquad (14)$$

În aceste expresii, R_r reprezintă rezistenţa de ieşire a repetorului pe emiter realizat cu T_2 (fig. 1).

Relaţiile deduse mai sus permit ca, în funcţie de cerinţele impuse circuitului (t_{im}, t_{iM}, V_{cdM}, k), să se determine valorile unor elemente ale sale (C_1, C_2, R_b, R). În rest, proiectarea circuitului monostabil se face după metodele cunoscute [2].

3. Stabilitatea termică a circuitului de întîrziere

Cauzele principale care duc la modificarea cu temperatura a duratei stării cvasistabile a circuitului din figura 1 sînt următoarele:

— variaţia curentului rezidual I_{cb04} al tranzistorului T_4;

— modificarea curentului rezidual I_{cb03} al transistorului T_3;

— variaţia căderii de tensiune bază emiter V_{be3} a transistorului T_3.

Reducerea influenţei variaţiei curentului I_{cb03} asupra duratei stării cvasistabile a circuitului monostabil se poate obţine introducînd în circuitul de descărcare al condensatorului C_1 o rezistenţă R_0 în paralel cu generatorul de curent constant realizat cu T_3 (fig. 3). Totodată deriva termică produsă de curentul I_{cb03} este redusă de deriva în sens contrar produsă de curentul I_{cb04}.

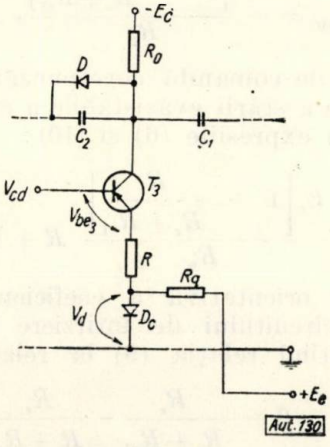


Fig. 3

Deriva produsă de modificarea cu temperatura a căderii de tensiune V_{be3} poate fi compensată conectînd în serie cu circuitul de comandă al transistorului T_3 o diodă D_c polarizată direct, astfel încît căderea de tensiune pe ea să fie în opoziţie cu V_{be3} (fig. 3).

Influenţa acestor modificări aduse schemei din figura 1 asupra relaţiilor (8), (9), (10), (11) şi (12) este următoarea:

— expresia (8) rămîne aplicabilă în ipoteza $R_0 > R_b$;

— variabilitatea relaţiei (9) nu este afectată;

— expresia (10) trece în:

$$I^*_{cdM} = I_{cdM} + \frac{E_c - V_e}{R_0} \qquad (15)$$

sau ţinînd seamă de (5) şi (10):

$$I^*_{cdM} = \frac{E_c\left[1 - \dfrac{R_e}{R_e + R_{c1}}\right]}{R_p}, \qquad (16)$$

unde R_p este rezistenţa echivalentă cu R_o şi R_b puse în paralel;

— relaţia (11) ia forma:

$$V^*_{cdM} = I^*_{cdM} R + V_{be3} - V_d \qquad (17)$$

sau:

$$V^*_{cdM} = \frac{E_c\left[1 - \dfrac{R_e}{R_e + R_{c1}}\right]R}{R_p} + V_{be3} - V_d; \qquad (18)$$

— expresia (12) va deveni:

$$k = \frac{C_1 R_b R_p \ln \dfrac{2 - \dfrac{R_e}{R_e + R_{c1}} - \dfrac{R_e}{R_e + R_{c4}}}{1 - \dfrac{R_e}{R_e + R_{c1}}}}{E_c\left[1 - \dfrac{R_e}{R_e + R_{c1}}\right] R + (V_{be3} - V_d) R_p}. \qquad (19)$$

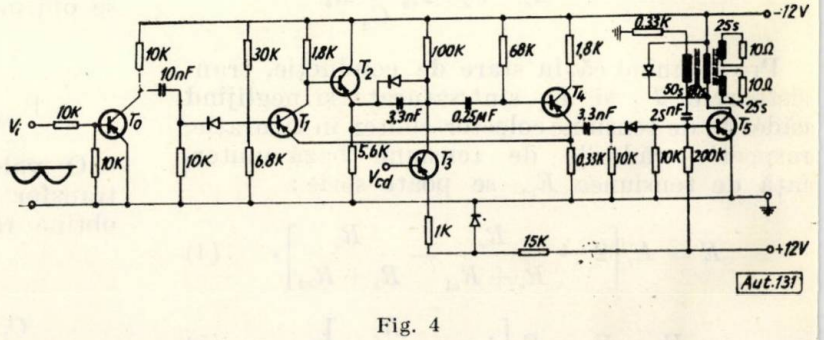


Fig. 4

4. Rezultate experimentale

Verificarea funcţionării circuitului de întîrziere şi a relaţiilor de calcul deduse mai sus

s-a făcut cu schema din figura 4, care ilustrează utilizarea circuitului de întîrziere la comanda redresoarelor cu tiristoare.

Schema cuprinde :

— un etaj formator (T_0), la intrarea căruia se aplică tensiunea redresată V_i ;

— circuitul de întîrziere (T_1, T_2, T_3 şi T_4), comandat cu tensiunea V_{cd} ;

— generatorul autoblocat (T_5) care furnizează impulsurile de comandă pentru două tiristoare al căror circuit de comandă este echivalent printr-o rezistenţă de 10 Ω.

Transistoarele folosite sînt EFT 323 (T_0, T_1, T_2, T_3, T_4) şi EFT 125 (T_5), iar diodele sînt de tipul EFD 104.

La bornele celor două rezistenţe de sarcină ale generatorului autoblocat se obţin impulsuri cu amplitudinea de 3,2 V, durata frontului de creştere de 0,40 μs şi durata frontului de scădere de 1,5 μs.

Pentru a verifica aplicabilitatea relaţiilor (8), (9), (18) şi (19), s-au comparat în tabela 1

Tabela 1

	Calculat	Măsurat
t_{im} (m.s)	0,153	0,145
t_M (m.s)	11,7	9,9
V^*_{cdM} (V)	0,111	0,112
k^*(s/V)	0,111	0,100

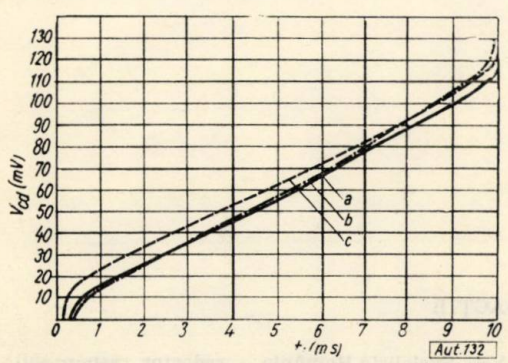


Fig. 5

rezultatele măsurătorilor efectuate asupra circuitului de întîrziere, cu cele obţinute prin calcul. Se constată o bună concordanţă a acestor rezultate, diferenţele existente fiind datorite neglijărilor făcute la deducerea relaţiilor menţionate mai sus şi folosirii la realizarea circuitului a unor elemente (rezistenţe şi condensatoare) cu o toleranţă de ± 10%.

Stabilitatea termică a circuitului de întîrziere a fost investigată ridicînd caracteristica de transfer a acestuia pentru diferite valori ale temperaturii mediului ambiant. Cele trei curbe din figura 5 reprezintă caracteristici de transfer ridicate la temperaturile de +25°C (curba *a*) ; +45°C (curba *b*) şi +10°C (curba *c*). Este de remarcat că stabilitatea termică poate fi îmbunătăţită substanţial prin folosirea transistoarelor cu siliciu.

Tot din figura 5 rezultă că liniaritatea caracteristicii de transfer este bună (abaterea faţă de linia dreaptă mai mică decît 0,5%), exceptînd domeniile restrînse de la începutul şi sfîrşitul intervalului de variaţie (0 — 112 mV).

5. Concluzii

A fost conceput, analizat şi experimentat un nou circuit de întîrziere comandat prin tensiune. Circuitul asigură o bună liniaritate a relaţiei dintre întîrziere şi tensiunea de comandă şi are avantajul reglării în limite foarte largi a întîrzierii cu tensiuni de comandă de valoare relativ mică.

Relaţiile deduse pentru calculul circuitului permit proiectarea lui cu o bună precizie.

Pentru asigurarea stabilităţii termice a circuitului sînt folosite metode de compensare a derivei, care dau rezultate satisfăcătoare.

Funcţionarea circuitului şi valabilitatea relaţiilor de calcul au fost verificate cu o schemă care exemplifică utilizarea lui la comanda redresoarelor cu tiristoare.

Circuitul poate fi folosit în orice schemă care reclamă întîrzierea comandată a unui impuls de tensiune.

BIBLIOGRAFIE

[1] Clarke, J. *Time-constant variable over a large range.* În : Electronic engineering, vol. 41, nr. 493, 1969, p. 365.

[2] Felea, I. *Circuite cu transistoare în industrie*, vol. II, Bucureşti, Ed. tehnică, 1964.

RECENZIE

R. E. Kalmar, P. L. Falb, M. A. Arhib. **Topics in mathematical system theory**. New York, Mc Graw-Hill, 1969, 358 pag.

Lucrarea cuprinde 10 capitole, patru anexe, şi se adresează inginerilor automatişti care se preocupă cu problemele teoriei sistemelor automate. Cele 10 capitole sînt grupate în patru părţi.

Prima parte este formată din capitolele 1 şi 2. În primul capitol, care are un caracter introductiv, sînt prezentate noţiunile de stare, sistem complex, şi se face o enumerare a problemelor care apar în cazul sistemelor optimale. Definiţiile şi notaţiile care se dau în acest capitol fac o legătură între teoria clasică a sistemelor automate şi metodele moderne de analiză şi sinteză.

Capitolul 2 este consacrat prezentării teoriei sistemelor automate din punct de vedere modern. Scopul acestui capitol este de a prezenta aparatul matematic care se va utiliza în capitolele următoare. Astfel, considerînd obiectul automatizat ca fiind liniar şi cu parametrii invariabili în timp, se prezintă principalele teoreme pentru sistemele automate cu o asemenea funcţie de transfer a părţii fixe.

Partea a doua a lucrării este formată din capitolele 3, 4, 5 şi este destinată prezentării teoriei sistemelor optimale. Astfel, în capitolul 3 sînt date bazele teoriei sistemelor optimale. Problemele tratate se rezumă de fapt la determinarea celui mai bun filtru în vederea minimizării erorii medii pătratice. Se deduce teorema Wiener-Hopf pentru sistemele optimale tratate, se prezintă o serie de teoreme pentru cazurile analizate.

Capitolul 4 este destinat prezentării condiţiilor necesare pentru construirea sistemelor optimale. În prima parte a acestui capitol sînt prezentate condiţiile necesare de optimizare analoge ecuaţiilor Euler din calculul variaţional clasic. În continuare este expus principiul maximului al lui Pontriaghin şi se demonstrează o serie de teoreme care definesc condiţiile necesare pentru sistemele optimale în cazul unor probleme mai generale. Ca anexă a acestui capitol se face o relatare a unor generalizări pentru problemele tratate anterior.

După prezentarea teoriei de bază a sistemelor optimale, în capitolul 5 se trece la utilizarea metodelor expuse anterior în proiectarea unor sisteme automate. Astfel, pentru o instalaţie care reprezintă două elemente integrale conectate în serie se rezolvă problema optimizării după rapiditate. Deoarece rezolvarea problemelor de optimizare necesită cunoaşterea metodelor numerice de calcul, capitolul 5 se încheie cu o analiză a preciziei de rezolvare şi a condiţiilor de convergenţă a metodelor adoptate.

În partea a treia, care este formată din patru capitole, se tratează teoria sistemelor automate utilizînd metode algebrice. Este cunoscut că metodele algebrice de analiză şi sinteză a sistemelor automate au o utilizare din ce în ce mai mare datorită posibilităţilor tehnicii moderne de calcul. Astfel, în capitolul 6 sînt expuse definiţiile de bază utilizate în tratarea algebrică a problemelor expuse (echivalenţa a două stări, controlabilitatea şi observabilitatea sistemelor analizate etc.). Capitolele 7, 8, 9 sînt consacrate problemelor de structură a sistemelor discrete complexe. Utilizînd teoria grupurilor, se tratează unele probleme complexe privind structura automatelor finite.

Ultima parte a lucrării este formată din capitolul 10 şi tratează teoria algebrică a sistemelor automate liniare, ceea ce reprezintă o tratare la un nivel superior a problemelor din primele capitole. Astfel sînt expuse unele teoreme de bază din metoda spaţiului stărilor. În încheierea acestui capitol sînt prezentate patru anexe care cuprind probleme de algebră şi demonstraţiile unor teoreme mai complexe din lucrare.

Lucrarea de faţă tratează problemele moderne ale teoriei sistemelor automate şi este scrisă într-o formă accesibilă unui cerc larg de specialişti. Pentru exemplele prezentate, lucrarea se adresează în special cercetătorilor automatişti care se preocupă de teoria şi practica sistemelor moderne de automatizare.

C. Nitu

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România — redactor responsabil; conf. dr. ing. S. FLOREA — redactor responsabil adjunct; ing. I. BĂTRÎNA; prof. dr. ing. S. CĂLIN; dr. ing. E. DEATCU; dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; ing. D. DAMSKER; ing. I. FELEA; ing. A. MILEA; ing. N. MIREA; ing. I. PAPADACHE; conf. ing. R. STERE; ing. GH. ŞTEFĂNESCU; dr. ing. I. TEODORESCU; ing. V. ZERCICOV

Revista "AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA", organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare şi publicaţii tehnice al M.I.C.M., cu sediul în Bucureşti, Calea Victoriei 133, sector 1. Telefon: director: 14.90.27. Redacţia: Bucureşti, str. Mândineşti, nr. 3, sector 4, telefon secretar general de redacţie: 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare comenzi-difuzare. Telefon: 35.12.59. Instituţiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 30060300 Banca Naţională a Republicii Socialiste România — Sector 1, Bucureşti. Tarif pentru instituţii şi întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informaţia", Bucureşti, str. Brezoianu, nr. 23 — 25. C. 2032 *Taxele poştale plătite în numerar conform aprobării D.P.D.P. nr. 10/7928/1970.*

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621 : 681.3.06

Sprînceană N. und *Dobrescu R.* :

Betrachtungen bzgl. Ausdrucksweise des Programmierens in der Maschinenbauindustrie.

Automatica şi Electonica 15, H. 2, März – April 1971, S. 49 – 56

Es werden kurz die Hauptausdrucksweisen der Selbstprogrammierung der Werkzeugmaschinen angegeben.

DK 621.316.722.1

Moldoveanu C. :

Methoden zur Leistungserhöhung der stabilisierten Speisequellen.

Automatica şi Electronica 15, H. 2, Marz-April 1971, S. 56 – 61

Dargestellt werden einfache Verfahren zur Erhaltung von Idealwerten für den Stabilisierfaktor der Quellen für die Stabilisierspannung.

DK 681.3.04

Goilav Em. :

Aequivalenzbeziehung zwischen der Informationsdarstellung durch Dualsymbole und als Zeitfunktionen.

Automatica şi Electronica 15, H. 2, März-April 1971, S. 61 – 65

Ausgedrückt wird die Aequivalenz zwischen den dual oder durch Zeitfunktionen ausgedrückten Kennziffern.

DK 621 – 525 : 621 – 85 : 518.4

Florea S. und *Stănescu A. M.* :

Signalgraphen bei der Untersuchung der pneumatischen Kreise niedriger Leistung.

Automatica şi Electronica 15, H. 2, März – April 1971. S. 65 – 74

Man beschreibt eine Berechnungsmethode zur Untersuchung und Synthese der pneumatischen Kreise für die Automatisierung und für die Technik der Berechnung.

DK 621.3.018.756 : 539.1.074

Poenaru D. N. :

Berechnung der elektrischen Impulse welche von Detektoren mit Halbleitern — als Antwort zu Kernstrahlungen — stammen.

Automatica şi Electronica 15, H. 2, März – April 1971, S. 74 – 78

Die dargestellte Berechnungsmethode geht aus von der Verteilung der Paarzahl Elektron-leer, die durch Ionisierung erzeugt wird und vom Aenderungsgesetz des elektrischen Sammelfeldes.

DK 621.951 : 621 – 526.001.13

Reus N. :

Eine neue logische Methode zum Entwurf der Sequential-Asynchronautomaten.

Automatica şi Electronica 15, H. 2, März – April 1971, S. 73 – 82

Eine Synthesemethode für einen Automaten der eine Bohrmaschine steuert.

DK 621.313.042.2.001.57 : 681.31

Spinei F. und *Necula Maria-Ana* :

Die Modellierung des Durchdringens des magnetischen Feldes durch ferromagnetische Bleche auf einem Analogrechner.

Automatica şi Electronica 15, H. 2, März – April 1971, S. 83 – 88

Der Vorgang des Durchdringens wird durch eine Gleichung mit partiellen Ableitungen — die wir auch in der Thermodynamik antreffen — beschrieben.

DK 681.335.4 : 681.325.6

Beloiu D. :

Abhängigkeit der parallelen Summiererleistungen vom Pyramidierfaktor der Kreise.

Automatica şi Electronica 15, H. 2, März – April 1971, S. 88 – 92

Man beschreibt eine vorzügliche Strukturiermethode eines parallelen Summierers.

DK 621.314.2

Mureşan T. :

Verspätungskreis von der Spannung gesteuert.

Automatica şi Electronica 15, H. 2, März – April 1971, S. 92 – 95

Entwurf eines Spannung-Dauer-Umformers.

CONTENTS

DC 621.681.3.06

Sprînceană N. and *Dobrescu R.* :

Considerations on programming languages used in machine building industry.

Automatica şi Electronica 15, nr. 2, march – april 1971, p. 49 – 56

A succinct presentation of the main self-programming languages of machine-tools.

DC 621.316.722.1

Moldoveanu C. :

Methods for better performances of stabilized power units.

Automatica şi Electronica 15, nr. 2, march – april 1971, p. 56 – 61

The author sets out proceedings designed to secure certain ideal values of the stability factor in sources of stabilized voltage.

DC 681.3.04

Goilav Em. :

Equivalence relation between dual symbol representation of information and time functions.

Automatica şi Electronica 15, nr. 2, march – april 1971, p. 61 – 65

The paper gives the equivalence of codes represented dually and by functions of time.

DC 621 – 525 :621 – 85 : 518.4

Florea S. and *Stănescu A. M.* :

Signal graphs in the analysis of low power pneumatic circuits.

Automatica şi Electronica 15, nr. 2, march – april 1971, p. 65 – 74

The authors describe a calculation method and technique for the analysis and synthesis of pneumatic circuits of automation.

DC 621.3.018.756 : 539.1.074

Poenaru D. N. :

Calculation of electric pulses given by semi-conductor detectors in response to nuclear radiations.

Automatica şi Electronica 15, nr. 2, march – april 1971, p. 74 – 78

The calculation method described by the author relies on the distribution of the number of electron-blank pairs induced by ionization and on the variation law of the electric collecting field.

DC 621.951 : 621 – 526.001.13

Reus N. :

A new method of logical design of asynchronous sequential automation device.

Automatica şi Electronica 15, nr. 2, march-april 1971, p. 78 – 82

A synthesis method for an automatic installation controlling a drilling machine.

DC 621.313.042.2.001.57 : 681.31

Spinei F. and *Necula Maria-Ana* :

Simulation of the penetration of magnetic field into ferromagnetic sheets on an analogue computer.

Automtica şi Electronica 15, nr. 2, march – april 1971, p. 83 – 83

The penetration phenomenon is expressed by a partial differential equation, met also in thermodynamics.

DC 681.335.4 : 681.325.6

Beloiu D. :

The dependence of the performances of parallel summation instruments on the pyramiding factor of circuits.

Automatica şi Electronica 15, nr. 2, march – april 1971, p. 88 – 92

The author presents an optimum structuring method for a parallel summation instrument.

DC 621.314.2

Mureşan T. :

Delay component controlled by voltage.

Automatica şi Electronica 15, nr. 2, march – april 1971, p. 92 – 95

Designing of a voltage-duration converter.

SOMMAIRE

CD 621 : 681.3.06

Sprînceană N. et *Dobrescu R.* :

Considérations concernant les langages utilisés en vue de l'élaboration des programmes, dans l'industrie de la construction de machines.

Automatica şi Electronica 15, no. 2, mars–avril 1971, p. 49–56

On présente sommairement les principaux langages utilisés lors de l'établissement des programmes automatiques des machines-outils.

CD 621.316.722.1

Moldoveanu C. :

Procédés pour l'amélioration des performances des sources d'alimentation stabilisées.

Automatica şi Electronica 15, no. 2, mars–avril 1971, p. 56–61

On présente des procédés simples pour l'obtention de certaines valeurs idéales du facteur de stabilisation des sources de tension stabilisée.

CD 681.3.04

Goilav Em. :

Rapport d'équivalence entre la représentation des informations par des symboles duels comme fonctions de temps.

Automatica şi Electronica 15, no 2, mars-avril 1971, p. 61–65

On exprime l'équivalence entre les codes représentés par des symboles et par des fonctions de temps.

CD 621–525 : 621–85 : 518.4

Florea S. et *Stănescu A. M.* :

Graphes de signalisation dans l'analyse des circuits pneumatiques de puissance réduite.

Automatica şi Electronica 15, no 2, mars–avril 1971, p. 65–74

On décrit une méthode de calcul pour l'analyse et pour la synthèse des circuits pneumatiques d'automation et de la technique de calcul.

CD 621.3.018.756 : 539.1.074

Poenaru D. N. :

Le calcul des impulsions électriques émises par des détecteurs à semi-conducteurs en réponse aux radiations nucléaires.

Automatica şi Electronica 15, no 2, mars–avril 1971, p. 74–78

La méthode de calcul présentée a comme point de départ la distribution du nombre des paires électron-vide produites par ionisation ainsi que la loi de la variation du champ électrique collecteur.

CD 621.951 : 621–526.001.13

Reus N. :

Une nouvelle méthode pour l'élaboration logique des projets pour les automates séquentiels asynchrones.

Automatica şi Electronica 15, no. 2, mars-avril 1971, p. 78–82

Une méthode de synthèse pour un appareil automatique qui commande une machine à percer.

CD 621.313.042.2.001.57 : 681.31

Spinei F. et *Necula Maria-Ana* :

Le modelage de la pénétration du champ magnétique dans des tôles ferro-magnétiques, sur un calculateur analogique.

Automatica şi Electronica 15, no. 2, mars–avril 1971, p. 83–88

Le phénomène de la pénétration est décrit par une équation à dérivées partielles, que l'on rencontre aussi en thermodynamique.

CD 681.335.4 : 681.325.6

Beloiu D. :

La dépendance des performances des sommateurs parallèles du facteur de pyramidage des circuits.

Automatica şi Electronica 15, no. 2, mars–avril 1971, p. 88–92

On présente une méthode optima pour structurer un sommateur parallèle.

CD 621.314.2

Mureşan T. :

Circuit de retardement commandé par tension.

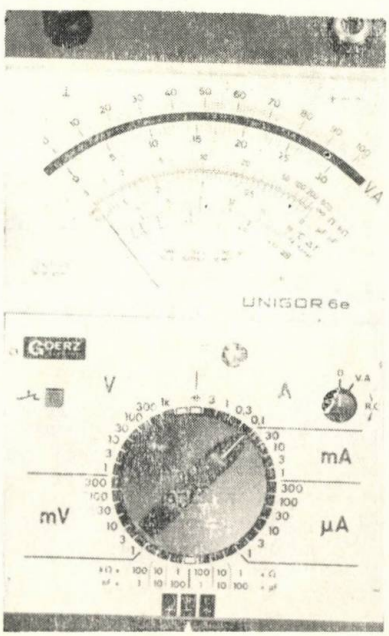
Automatica şi Electronica 15, no 2, mars–avril 1971, p. 92–95

L'élaboration des projets pour un converteur tension-durée.

COMPTES RENDUS 96

GOERZ ELECTRO

Instrument universal de măsură transistorizat UNIGOR 6e



avînd amplificator-vibrator cu transistoare cu efect de cîmp alimentat de la baterie, un larg domeniu de măsură cu o scală de 110 mm lungime, inversor de polaritate şi protecţie împotriva supraîncărcării prin întrerupător de protecţie şi siguranţe fuzibile

54 domenii de măsură pentru curent continuu şi alternativ
de la 1 mV pînă la 3 V (1 MΩ/V), 10 V la 1000 V (10 MΩ) şi 1 µA pînă la 3 A

13 domenii de măsură în dB
de la −70 dB pînă la 50 dB

12 domenii de măsură pentru rezistenţe şi capacităţi
de la 0,2 Ω pînă la 50 MΩ şi de la 5000 µF la 50 pF

2 domenii de măsură pentru temperaturi
de la 0 pînă la 180°C (cu termocuplu fer-constantan)

Precizia de măsură ± 1% în curent continuu sau alternativ
Alimentarea de la o pilă interioară de 4 × 1,5 V, IEC R14, 26∅ × × 50 mm
Amplificarea domeniului de măsură prin rezistenţe în serie sau paralel, transformator de curent, element termosensibil

GOERZ ELECTRO Ges.m.b.H., A-1101 Wien · Postfach 204 · Telex: 1 31 61

PUBLICOM

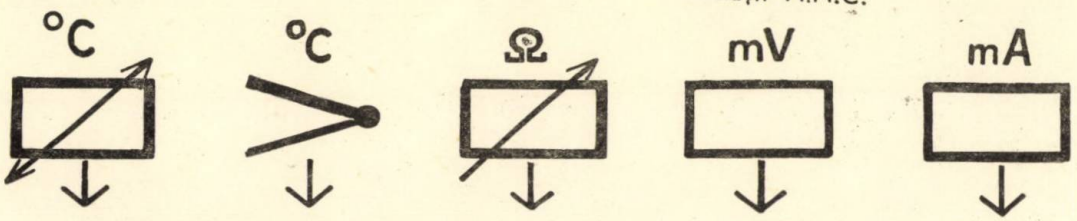
ÎNTREPRINDEREA MONTAJ INSTALAȚII AUTOMATIZARE

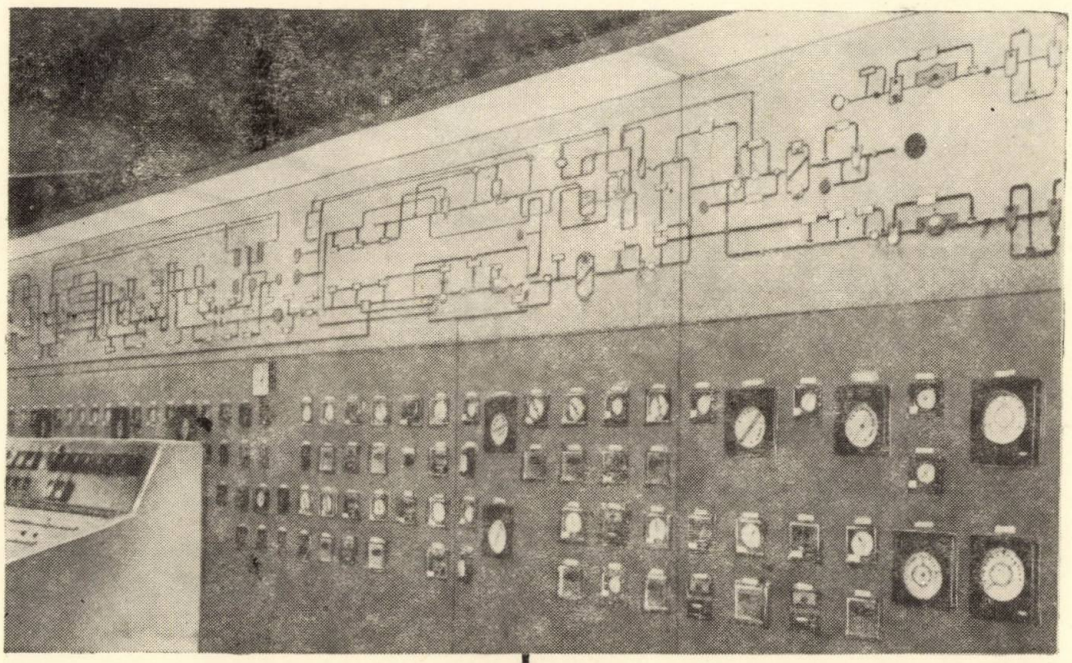
IMIA

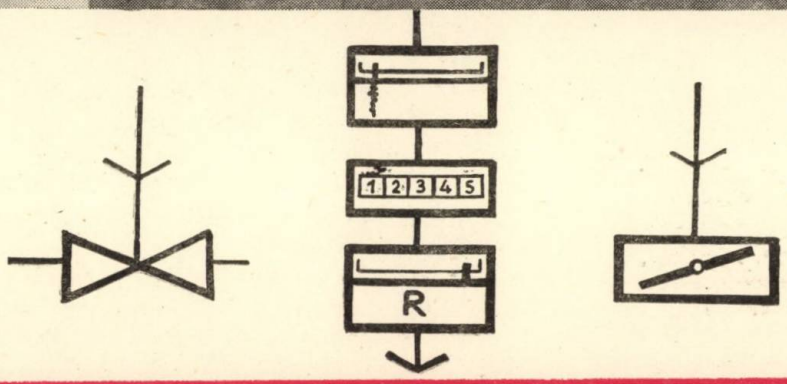
execută lucrări de montaj și punere în funcțiune la :

Automatizări complexe
Acționări electrice
Comutație secundară în stații și centrale electrice

Instalații electrice de forță
Instalații de telecomandă și telesemnalizări
Instalații A.M.C.

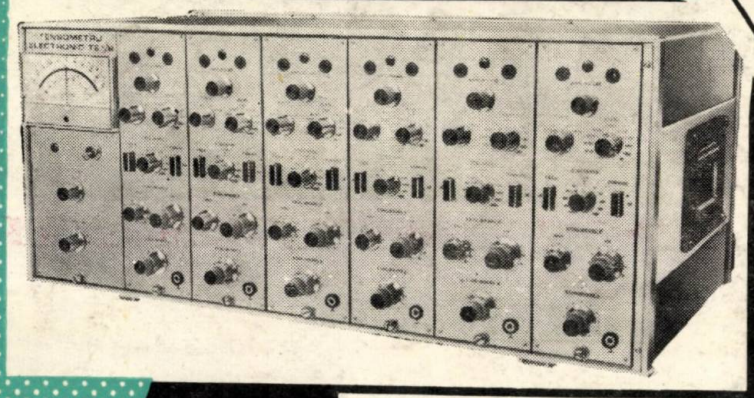






I.M.I.A. ● București, Bd. Kalinin Nr. 18 ● telef. 33.75.32

INSTITUTUL DE CERCETĂRI ŞI PROIECTĂRI PENTRU ELECTRONICĂ ŞI TEHNICĂ DE CALCUL



- Primeşte comenzi de cercetare şi proiectare pentru aparate şi echipamente electronice de laborator sau pentru industrie, din toate sectoarele economice.
- Execută studii tehnico-economice, modele experimentale şi prototipuri pentru :
  - aparate electronice de măsurat mărimi electrice
  - aparate electronice de măsurat mărimi neelectrice
  - surse de alimentare
  - echipamente de electronică industrială
  - aparate electronice pentru medicină şi biologie
  - echipamente de radiocomunicaţii
  - piese de ferită.
- În centrul de calcul dotat cu echipament modern se execută la cerere programe în următoarele limbaje de programare:
  - FORTRAN
  - COBOL
  - ASSIRIS.

1971 JUN

Bucureşti, Bdul Kalinin nr. 18, Sector 1, Telefon 33.61.91 —

E 2551

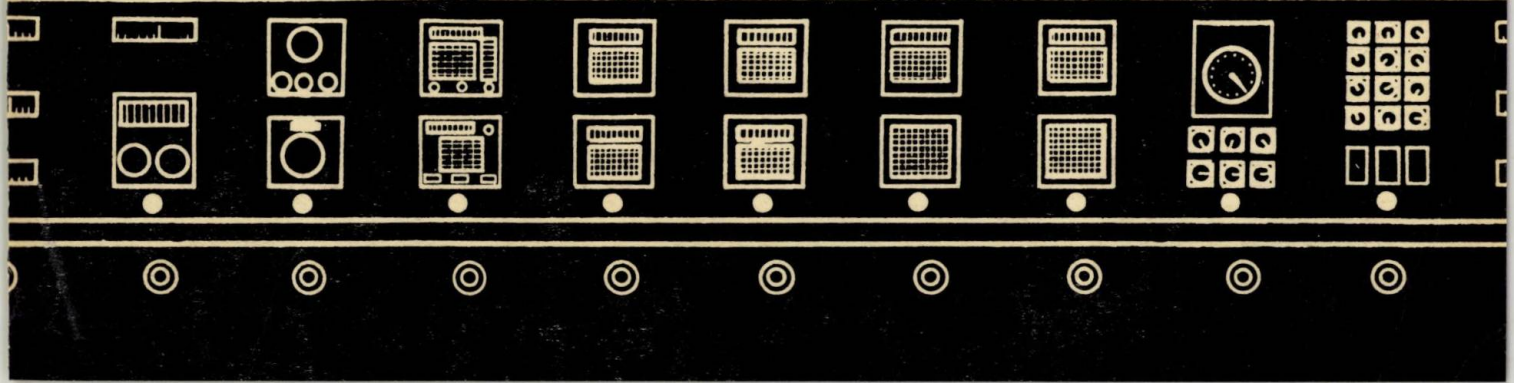
AUTOMATICA ȘI ELECTRONICĂ

1921 50 ani 1971

de la crearea
Partidului Comunist Român

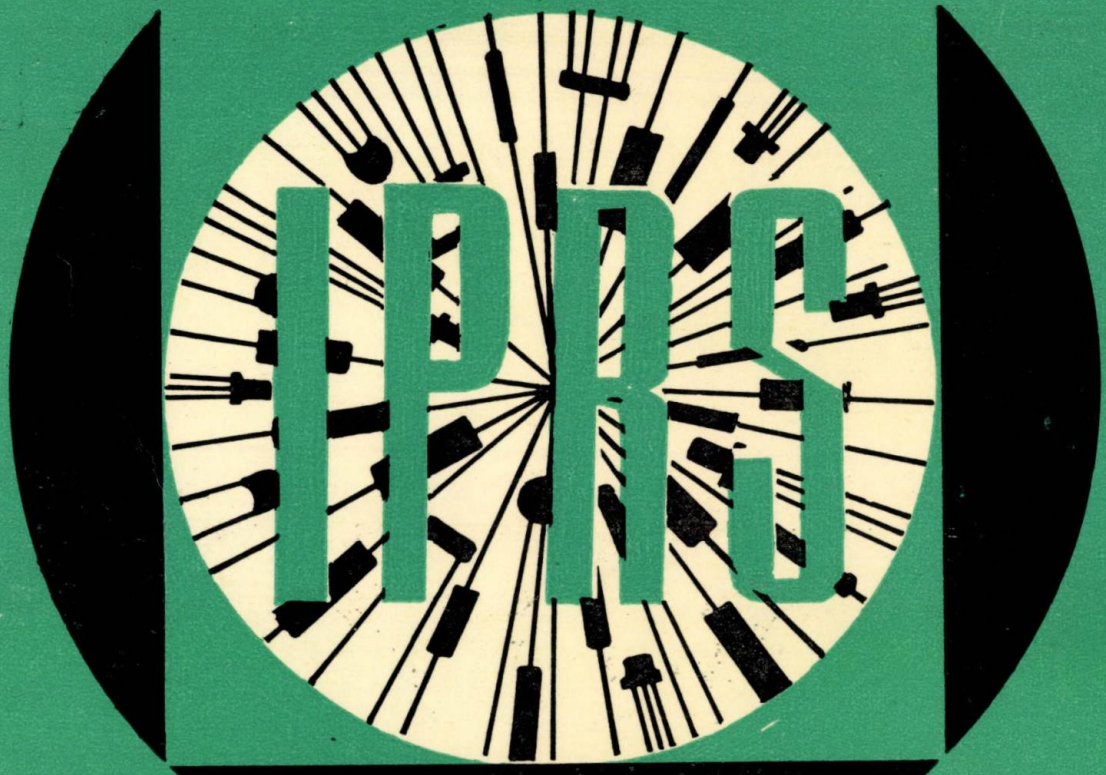
3

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA ● BUCUREȘTI ● VOLUMUL 15 ● Nr. 3 ● MAI — IUNIE 1971



i p r s β bāneasa

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI — BĂNEASA
STR. EROU IANCU NICOLAE NR. 32, ROMÂNIA BUCUREŞTI II TELEFON 33.38.30 - TELEX 011203 CONT VIRAMENT 300.60.200 BNRSR S. II.



PIESE RADIO

Rezistoare cu peliculă de carbon
Rezistoare bobinate
Termistoare
Condensatoare polistiren
Condensatoare poliester metalizat
Condensatoare hîrtie metalizată
Condensatoare hîrtie, pentru echipament auto
Condensatoare hîrtie, pentru startere
Condensatoare hîrtie, pentru antiparazitare
Condensatoare hîrtie, pentru telefonie
Condensatoare electrolitice normale
Condensatoare electrolitice miniatură
Condensatoare ceramice
Cablaje imprimate

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

Tranzistoare cu germaniu de joasă frecvenţă
— de mică putere
— de medie putere
— de putere
Tranzistoare cu germaniu de înaltă frecvenţă
— de mică putere
— drift
Tranzistoare de putere
Diode de semnal şi comutaţie cu contact punctiform
Diode redresoare cu germaniu
Diode redresoare cu siliciu
— de mică putere
— de putere
Diode stabilizatoare de tensiune cu siliciu, de mică putere
Fotodiode cu germaniu

Vă rugăm să consultaţi cataloagele noastre.
Cabinetul tehnic, telef. 33.38.30/152.

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI — BĂNEASA
CABINETUL TEHNIC ● STR. EROU IANCU NICOLAE NR. 32 ● BUCUREŞTI ● SECTORUL 2

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

15 (1971), nr. 3, mai—iunie, p. 97 — 152

CUPRINS

Penescu C.:

Editorial
Automatica şi Electronica 15, nr. 3, mai-iunie 1971, p. 97—99

CZ 621.391:62—50

Penescu C. :

Conceptele teoriei sistemelor.
Automatica şi Electronica 15, nr. 3, mai-iunie 1971, p. 100—110

Ţinînd seamă pe de o parte de dezvoltarea, încă la început, a ştiinţei sistemelor şi pe de altă parte de insuficienţa conceptelor actuale, autorul caută să fundamenteze teoretic conceptele de bază din teoria sistemelor.

CZ 681.327.8

Necula N. N. :

O metodă de clasificare automată (on-line) a datelor.
Automatica şi Electronica 15, nr. 3, mai-iunie 1971, p. 110—116

Articolul se referă la utilizarea calculatoarelor numerice pentru clasificarea automată a datelor reprezentînd obiecte sau fenomene caracterizate în spaţii n-dimensionale.

CZ 531.717 : 539.16.08

Ionescu G., Dănilă Th. şi *Călin C.* :

Aparat pentru măsurarea şi înregistrarea grosimilor cu ajutorul radiaţiilor ionizante.
Automatica şi Electronica 15, nr. 3, mai-iunie 1971, p. 116—123

Se prezintă un aparat de măsurat grosimea unor foi subţiri de cupru cu ajutorul unor surse de radiaţii.

CZ 681.32 : 518.5

Alecu-Călușiță Mioara şi *Gheorghe V.* :

Trasarea locului rădăcinilor cu ajutorul calculatorului numeric.
Automatica şi Electronica 15, nr. 3, mai-iunie 1971, p. 123—131

Se descrie un program de calcul pentru calculul şi trasarea automată (pe imprimantă) a locului rădăcinilor ecuaţiei caracteristice a unui sistem automat cu reacţie.

CZ 681.32 : 621.314.2.001.13

Fogoroş I. :

Metodă de proiectare a transformatoarelor funcţionale cu ajutorul calculatoarelor numerice.
Automatica şi Electronica 15, nr. 3, mai-iunie 1971, p. 131—136

Metoda permite realizarea practică a unor transformatoare funcţionale de mare precizie pentru întregul interval de variaţie a variabilei independente.

CZ 621.314.632 : 621.382.233

Kaucsár M. :

Redresor comandat cu tiristoare cu caracteristică de transfer liniară.
Automatica şi Electronica 15, nr. 3, mai-iunie 1971, p. 136—142

Cu acest redresor se urmăreşte obţinerea unei puteri mari, necesară alimentării unor instalaţii industriale care se automatizează.

CZ 621.389—182.4 : 622.143

Comănescu V. :

Aparatură electronică portabilă pentru carotajul radioactiv gama spectrometric.
Automatica şi Electronica 15, nr. 3, mai-iunie 1971, p. 143—146

Se dau schemele de principiu ale diferitelor circuite componente din aparatura de adîncime.

CZ 621.316.543.1 : 621.373.431.1

Szöcs H. :

Comutator electronic bicanal cu circuite Schmitt.
Automatica şi Electronica 15, nr. 3, mai-iunie 1971, p. 147—148

ACTUALITĂŢI 148—149
CRONICĂ 149—152

Prof. dr. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România — redactor responsabil; conf. dr. ing. S. FLOREA — redactor responsabil adjunct; ing. I. BĂTRÎNA; prof. dr. ing. S. CĂLIN; dr. ing. E. DEATCU; dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; ing. D. DAMSKER; ing. I. FELEA; ing. A. MILEA; ing. N. MIREA; ing. I. PAPADACHE; conf. ing. R. STERE; ing. GH. ȘTEFĂNESCU; dr. ing. I. TEODORESCU; ing. V. ZERCICOV

Revista „AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M., cu sediul în București, Calea Victoriei 133, sector 1. Telefon director: 14.90.27. Redacția: București, str. Mândinești, nr. 3, sector 4, telefon secretar general de redacție: 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare-comenzi-difuzare, telefon: 35.12.59. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 30060300 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Sector 1, București. Tarif pentru instituții și întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informația", București, str. Brezoianu, nr. 23—25. C. 2239. *Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.P.D.P. nr. 10/7928/1970.*

I.P.I. c. 2239

40 545

СОДЕРЖАНИЕ

Пенеску К.:
Передовая
Automatica şi Electronica 15, № 3, май-июнь 1971, стр. 97—99

ДК 621.391 :62 – 50
Пенеску К.:
Концепции теории систем.
Automatica şi Electronica 15, № 3, май-июнь 1971, стр. 100—110
Учитывая, с одной стороны, что наука систем находится еще в начальной стадии развития и, с другой стороны, недостаточность актуальных концепций, автор дает теоретическое обоснование основных концептов теории систем.

ДК 681.327.8
Некула Н. Н.:
Метод автоматической классификации данных (on – line).
Automatica şi Electronica 15, № 3, май-июнь 1971, стр. 110—116
В статье рассматриваются цифровые вычислительные машины для автоматической классификации данных, относящихся к характерным предметам или явлениям в н-размерных пространствах.

ДК 531.717 : 539.16.08
Ионеску Г., *Дэнилэ Т.* и *Кэлин К.*:
Прибор для замера и записи толщины при помощи ионизирующих излучений.
Automatica şi Electronica 15, № 3, май-июнь 1971, стр. 116—123
Описывается прибор для измерения толщины тонких медных листов при помощи источников радиации.

ДК 681.32 :518.5
Алеку-Кэлушицэ Миоара и *Георге В.*:
Разметка места корней при помощи цифровой вычислительной машины.
Automatica şi Electronica 15, № 3, май-июнь 1971, стр. 123 – 131
Описывается программа расчета для вычисления и автоматической разметки (на перфокарте) места корней уравнения, характерных для автоматической системы реакции.

ДК 681.32 :621.314.2.001.13
Фогорош И.:
Метод проектирования функциональных трансформаторов при помощи цифровых вычислительных машин. стикой линейного переноса.
Automatica şi Electronica 15, № 3, май-июнь 1971, стр. 131—136
При помощи метода можно практически реализировать функциональные трансформаторы высокой точности для целого интервала измерения переменной независимой.

ДК 621.314.632 : 621.382.233
Каучар М.:
Выпрямитель управляемый тиристорами с характеристикой линейного переноса.
Automatica şi Electronica 15, № 3, май-июнь 1971, стр. 136—142
Этот выпрямитель служит для получения высоких мощностей, необходимых для питания промышленных автоматизирующихся установок.

ДК 621.389 – 182.4 :622.143
Комэнеску В.:
Портативная электронная аппаратура для радиоактивного гамма спектрометрического кароттажа.
Automatica şi Electronica 15, № 3, май-июнь 1971, стр. 143—146
Приводятся принципиальные схемы различных составных цепей глубинной аппаратуры.

ДК 621.316.543.1 : 621.373.431.1
Сеч Х.:
Электронный переключатель на два канала с цепями шмита.
Automatica şi Electronica 15, № 3, май-июнь 1971, стр. 147—148

КРАТКАЯ ИНФОРМАЦИЯ 148—149
ХРОНИКА 149—152

INHALTSVERZEICHNIS

Penescu C.:

Vorwort.

Automatica şi Electronica 15, H. 3, Mai-Juni 1971, S. 97–99

DK 621.391 : 62–50

Penescu C. :

Die Konzepte der Systemtheorie.

Automatica şi Electronica 15, H. 3, Mai-Juni 1971, S. 100–110

Wenn wir einerseits die Anfänge der Entwicklung der Systemwissenschaft betrachten und andrerseits die Mangelhaftigkeit der heutigen Auffassungen, versucht der Verfasser die Grundkonzepte der Systemtheorie theoretisch zu begründen.

DK 681.327.8

Necula N.N. :

Eine Methode zur automatischen Klassifizierung (on-line) der Daten.

Automatica şi Electronica 15, H. 3, Mai-Juni 1971, S. 110–116

Der Aufsatz behandelt die Verwendung der Digitalrechner zur automatischen Klassifizierung von Daten, welche in n-dimensionalen Räumen charakterisierte Objekte oder Erscheinungen darstellen.

DK 531.717 : 539.16.08

Ionescu G., Dănilă Th. und Călin C. :

Apparat zur Messung und Registrierung von Stärken mittels ionisierender Bestrahlungen.

Automatica şi Electronica 15, H. 3, Mai-Juni 1971, S. 116–123

Man beschreibt einen Apparat zur Messung eines dünnen Kupferblattes mit Hilfe von Bestrahlungen.

DK 681.32 : 518.5

Alecu-Călușiță Mioara und *Gheorghe V.* :

Trassierung der Wurzeln mit Hilfe des Digitalrechners.

Automatica şi Electronica 15, H. 3, Mai-Juni 1971, S. 123–131

Man beschreibt ein Berechnungsprogramm zur Berechnung und automatischen Trassierung der Wurzeln der charakteristischen Gleichung eines automatischen Systems mit Reaktion.

DK 681.32 : 621.314.2.001.13

Fogoroș I. :

Methode zum Entwurf der Funktionaltrafos mit Hilfe der Zahlenrechner.

Automatica şi Electronica 15, H. 3, Mai-Juni 1971, S. 131–136

Die Methode ermöglicht die praktische Erzeugung von Funktionaltransformatoren hoher Genauigkeit im ganzen Veränderungsintervall der unabhängig Veränderlichen.

DK 621.314.632 :621.382.233

Kaucsár M. :

Mittels Thyristorengesteuerter Gleichrichter mit linearer Uebertragungscharakteristik.

Automatica şi Electronica 15, H. 3, Mai-Juni 1971, S. 136–142

Mit diesem Gleichrichter bezweckt man eine grosse Leistung zu erhalten, welche Industrieanlagen, die automatisiert werden, speisen.

DK 621.389–182.4 : 622.143

Comănescu V. :

Elektronische tragbare Apparatur zur radioaktiven Kernbohrung mit Gamma-Strahlen.

Automatica şi Electronica 15, H. 3, Mai-Juni 1971, S. 143–146

Man zeigt die Prinzipschemen der verschiedenen Teilkreise der Tiefenapparatur.

DK 621.316.543.1 : 621.373.431.1

Szöcs H. :

Elektronischer Zweikanal-Kommutator mit Schmittkreisen

Automatica şi Electronica 15, H. 3, Mai-Juni 1971, S. 147–148

NEUES 148–149

CHRONIK 149–152

AUTOMATICA şi ELECTRONICA
REVISTĂ TEHNICO-ŞTIINŢIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ŞI TEHNICĂ NUCLEARĂ
ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Vol. XV (pag. 97 — 152) nr. 3, mai — iunie Bucureşti, 1971

REALIZĂRI ŞI PERSPECTIVE ÎN AUTOMATICĂ ŞI TEHNICA DE CALCUL

Încadrate armonios în dezvoltarea impetuoasă pe care a cunoscut-o economia în general și industria în particular, în anii regimului socialist, automatica și tehnica de calcul au înregistrat și înregistrează în continuare o creștere deosebită.

De la începutul planurilor de dezvoltare a economiei naționale, automaticii i s-a acordat o atenție deosebită alocîndu-se fonduri importante investițiilor pe diverse ramuri ale industriei: chimie, energetică, transporturi. Considerîndu-se în continuare că automatica și tehnica de calcul sînt indispensabile unei industrii moderne în plină dezvoltare cum este industria națională, a apărut necesitatea creării unei baze serioase industriale, de cercetare, de proiectare și de montare a instalațiilor complexe de automatizare. Astfel, încă din anul 1959, prin măsuri speciale care s-au luat, s-au pus bazele unei mari industrii de elemente și echipamente de automatizare ca și ale unui institut de proiectări și cercetări în acest domeniu. Dintre multele realizări obținute se poate cita înființarea Uzinelor FEA și Automatica care, prin concepție proprie și prin licențe, au pus în fabricație un sortiment variat de elemente de automatizare, electronice și pneumatice. Sînt cunoscute tipurile de produse UNIDIN și UNILOG care, printre multe altele, au satisfăcut necesitățile economiei naționale.

Pe ramuri industriale s-a înregistrat o intensă introducere a automatizărilor în cele mai fine procese. Astfel în industria chimică merită de relevat instalațiile de automatizare de la Complexul chimic Onești-Borzești, de la Combinatul chimic Pitești etc. În industria metalurgică, gradul înalt de automatizare de la marele Combinat siderurgic Galați îl situează printre cele mai perfecționate din lume.

În industria energetică, instalațiile de automatizare au început să se dezvolte pe o scară largă încă din primii ani ai industriei noastre socialiste; multiple automatizări au devenit în curînd obligatorii cum ar fi: reglarea automată a tensiunii, anclanșarea automată a rezervei etc. Un vast sistem de instalații de telemecanizare a fost introdus treptat în sistemul energetic național. În industria transporturilor, prin concepție proprie s-au realizat instalații moderne cu comutație statică care au simplificat considerabil traficul feroviar mărind totodată siguranța circulației. Exemple

de realizări obţinute în domeniul automaticii sînt atît de numeroase încît nu pot fi cuprinse într-o expunere chiar extinsă.

Pe măsura dezvoltării economiei naţionale i s-a acordat o importanţă crescîndă tehnicii de calcul. Astfel ţara noastră se situează printre ţările avansate în ceea ce priveşte utilizarea calculatoarelor în conducerea proceselor tehnologice.

În prezent există deja instalate un număr de 17 calculatoare ce conduc şi supraveghează procese industriale precum şi un număr de 9 echipamente de calcul pentru control centralizat, acestea din urmă fiind produse în ţară încă mai de mult.

Echipamentele de calcul menţionate acoperă mai multe ramuri ale industriei naţionale: industria metalurgică, industria chimică, industria energetică.

În anul 1967 s-a elaborat şi aprobat un vast program de dotare a economiei naţionale cu echipamente de calcul şi cu automatizarea prelucrării datelor; pe această bază s-a creat o industrie proprie de echipamente de calcul în continuă dezvoltare care produce deja calculatoare electromecanice şi electronice în mai multe sortimente.

Paralel s-au achiziţionat şi se achiziţionează în continuare echipamente moderne de calcul care s-au instalat şi se instalează pentru satisfacerea unor necesităţi legate de perfecţionarea activităţii economice. Trebuie menţionat că, atît în domeniul automaticii cît şi al tehnicii de calcul, ţara noastră asigură şi un însemnat export de produse.

În cadrul aceluiaşi program au fost înfiinţate o serie de unităţi puternice de cercetare şi proiectare în domeniul tehnicii de calcul ca Institutul de Cercetări şi Proiectări pentru Utilaje electronice de Calcul (ICPUEC) integrat apoi în Institutul de Cercetări şi Proiectări pentru Electronică şi Tehnică de calcul (IETC) şi Institutul de Informatică, menite să asigure necesarul în această direcţie pentru economia naţională.

În domeniul proiectării şi cercetării în automatică şi tehnică de calcul s-a constatat o dezvoltare armonioasă ce a însoţit, şi de multe ori a precedat, dezvoltarea industrială. Astfel în cadrul Institutului de Proiectări şi Automatizări (IPA) ca şi în unităţile de proiectare şi cercetare care s-au înfiinţat şi s-au dezvoltat în cadrul altor unităţi cum ar fi: catedrele din învăţămîntul superior, centrele de cercetare ştiinţifică din învăţămînt, serviciile de proiectare şi cercetare din cadrul instituţiilor de proiectare departamentale, s-a asigurat necesarul de proiectare şi cercetare prin forţe proprii pentru marea majoritate a obiectivelor industriale care s-au realizat sau sînt în curs de realizare. S-au dezvoltat cercetări originale care sînt menite să aducă o contribuţie însemnată la perfecţionarea în perspectiva imediată a dezvoltării industriale. Astfel se pot menţiona cercetările: identificarea proceselor automatizate, noi elemente de automatizare, conducerea prin calculatoare a proceselor din energetică, din chimie şi altele, comanda numerică a maşinilor-unelte, telemecanizare etc.

Se poate constata astfel cu satisfacţie că datorită politicii profund ştiinţifice promovată de partid şi de guvern s-a înregistrat o impresionantă creştere în domeniul automaticii şi tehnicii de calcul ce situează ţara noastră printre ţările cu o economie şi o industrie puternic dezvoltate.

Aceste frumoase rezultate trebuie să constituie o încurajare pentru cei ce se ocupă de domeniul automaticii şi tehnicii de calcul pentru o şi mai mare creştere. Astfel trebuie avut în vedere că, pentru ţările industriale avansate, procentul dintre valoarea instalaţiilor de automatizare şi valoarea totală a investiţiilor din industrie variază pentru Europa între 1 — 8%, atingînd circa 10% în S.U.A. Situîndu-ne sub aceste valori şi ţinînd seamă că România este o ţară care a păşit pe calea unei puternice dezvoltări industriale este necesară o accentuare a politicii de investiţii în acest domeniu major. Este necesar de asemenea să se perfecţioneze şi să se lărgească sortimentul elementelor de automatizare de aşa natură de a putea satisface prin forţe proprii necesarul intern şi de a crea dezvoltări mai accentuate în exportarea produselor. O atenţie deosebită este necesar să fie acordată eficienţei economice pe care instalaţiile de automatizare şi de tehnică de calcul trebuie să le ofere.

Pornindu-se de la un punct de vedere realist, pentru ca orice echipament de automatizare și orice echipament de tehnică de calcul să aibă eficiență, trebuie în primul rînd să fie afectat unor procese care sînt perfect cunoscute și puse la punct.

În acest context cercetările științifice sînt în măsură să contribuie direct la perfecționările menționate mai sus. Astfel în primul rînd trebuie dezvoltate cu mult cercetările privind identificarea proceselor care se automatizează sau vor fi conduse prin calculatoare ; aceasta va permite o apreciere cît mai exactă a necesarului de echipamente și se va putea astfel constata utilitatea lor. De asemenea trebuie accentuate cercetările în direcția găsirii unor metodici în aprecierea cît mai exactă a eficacității economice și a rentabilității echipamentelor de automatizare și de tehnică de calcul. Considerăm că este util să se dezvolte cercetările în vederea elaborării unor noi tipuri de elemente de automatizare și tehnică de calcul (ar fi de menționat elementele micropneumatice) și a perfecționării echipamentelor existente. De asemenea trebuie introduse noi metodici de calcul ca și noi tipuri de sisteme de automatizare, ieșindu-se din tradiționalismul care se mai întîlnește încă în multe institute de cercetare și proiectare (de exemplu : sisteme eșantionate, sisteme adaptive și optimale, sisteme cu structuri variabile etc.). Ținîndu-se seamă de progresul considerabil în domeniul teoretic care conduce în final la sisteme automate foarte perfecționate, ar fi necesară încurajarea acestor cercetări al căror loc este în cadrul catedrelor din învățămîntul superior.

Deoarece toată activitatea de automatizare și tehnică de calcul este legată de cadrele de specialiști ce activează în acest domeniu, o preocupare majoră trebuie să o constituie formarea acestora. În prezent în învățămîntul tehnic superior este o singură Facultate de Automatică (cu două secții : automatică și calculatoare), o secție de automatică la o universitate de profil larg (Craiova) și o secție de calculatoare la Institutul politehnic Timișoara ; nu există încă învățămînt de subingineri de automatică și tehnică de calcul. Această situație nu poate asigura în perspectivă necesarul de specialiști în economia națională. Pe de o parte trebuie reanalizate cifrele de școlarizare și înființat învățămîntul de subingineri și pe de altă parte trebuie asigurată profilarea absolvenților, ingineri și subingineri, pe direcții de profil care să corespundă variatelor aplicații ale automaticii și tehnicii de calcul.

O parte din activitățile menționate mai sus pot constitui în ansamblu programe prioritare.

Cele cîteva considerații arătate nu pot fără îndoială să acopere întregul front al automaticii și tehnicii de calcul din țara noastră. Prin efortul nostru al tuturora, conștienți de rezultatele obținute și sub conducerea luminoasă și profund științifică a partidului și guvernului vom înregistra dezvoltări și succese din ce în ce mai importante pentru fericirea întregului nostru popor.

Prof. dr. ing. C. Penescu
Membru corespondent al Academiei R.S.R.

Prof. dr. ing. C. PENESCU
Membru corespondent al Academiei R.S.R.

Conceptele teoriei sistemelor

I. Consideraţii generale

Automatica a introdus, pentru prima dată deşi primitiv, noţiunea de sistem. În accepţiunea acestei discipline, un sistem reprezintă un model, fizic realizabil, al unor dependenţe între un set y de variabile ce se obţin, denumite de ieşire, faţă de un alt set u de variabile ce se aplică ; cauzalitatea $u \to y$ este aprioric recunoscută, de unde aspectul practic îngust al acestor concepte.

Prin analogie, mai mult intuitivă decît ştiinţifică, s-a introdus şi conceptul suplimentar de „sistem închis" sau „cu reacţie (feed-back)", deci sistemul realiza cel puţin o comparaţie de tip aditiv între ieşire şi intrare, rezultatul acesteia determinînd direct şi unic setul de variabile y prin perechea :

$$\begin{cases} \varepsilon = u - y \\ \varepsilon \to y \end{cases}$$

Sistemele închise au determinat o subclasă a sistemelor automate, restul ce nu respectă întreaga pereche ci numai

$$u \to y$$

determinînd subclasa sistemelor automate deschise.

Fără îndoială că introducerea noţiunii de legătură inversă sau de reacţie ce caracterizează „închiderea" funcţională a unui sistem* a permis o impetuoasă dezvoltare teoretică şi practică, creînd astfel, de fapt, ramura ştiinţelor tehnice denumite automatica. S-a creat o întreagă teorie de sisteme automate cu interpretări şi dezvoltări dintre cele mai fine.

Wiener a fost primul care a căutat şi a reuşit să găsească o analogie între fenomenele biologice, în special umane, şi cele de natură fizică aplicativă (maşini, după el), extinzînd astfel sfera sistemelor automate închise din domeniul tehnic în cel biologic. Deşi incompletă ca definiţie, de un concept mai mult nesigur, cibernetica, soră mai mare a automaticii, are meritul că a întrevăzut posibilitatea lărgirii aplicabilităţii automaticii din domeniul tehnic în alte domenii din natură. Astfel, de exemplu, îşi face din ce în ce mai mult drum conceptul de sistem cibernetic economic, adică de fapt aplicarea ciberneticii într-un domeniu—într-adevăr important—al activităţii sociale.

Pare curioasă evoluţia, cel puţin în domeniul tehnic, a accepţiunii date unui sistem cibernetic ; acesta (fig. 1), spre deosebire de un sistem automat convenţional (a), are adăugat în serie la intrare un sistem decizional S_D care execută o operaţie de calcul ce determină decizia u', după care dependenţa are loc ca la un sistem automat obişnuit (nu se face nici o precizare asupra lui u, în componentele acestui set poate intra şi setul y). Deşi util şi cu mari posibilităţi de natură practică, acest concept este evident nesatisfăcător.

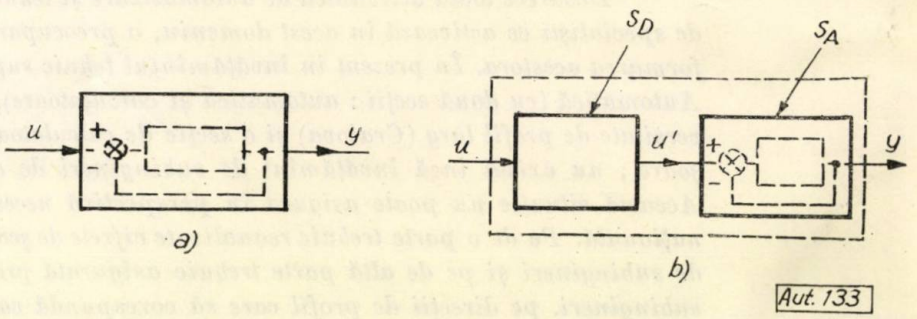


Fig. 1. Sisteme automate şi cibernetice în accepţia actuală :
a) sistem automat ; *b*) sistem cibernetic (S_D – sistem, sau subsistem, decizional).

O oarecare ameliorare a conceptelor de sisteme automate şi cibernetice o constituie grupa sistemelor adaptive (fig. 2) cu variantele lor optimale şi extremale. La aceste sisteme, deşi se păstrează neapărat comparaţia aditivă, ea nu se mai poate reduce la forme $u-y$ pe măsură ce în setul u din figura 2, b se includ şi seturile a şi C (criteriile).

Cele de mai sus arată în mod clar că acceptarea aprioricâ, nedemonstrată, a unor concepte, izvorîte mai ales dintr-o necesitate sau un conservatorism practic, nu mai poate fi utilă şi, în ultimă esenţă, frînează dezvoltarea ştiinţifică şi aspectul ei practic, aplicativ. De exemplu, acceptarea pînă la fetişizare a comparaţiei aditive limitează într-o considerabilă măsură

* De fapt, legătura de reacţie, ca o perfecţionare a unor realizări tehnice, a apărut în electronică (la amplificatoare), de unde, de fapt, automatica a împrumutat la început unele elemente ce au stat la baza dezvoltării teoretice ulterioare.

evoluţia teoretică şi practică a sistemelor în general *.

În acest sens a început să se dezvolte o nouă ramură a ştiinţelor: ştiinţa sistemelor — cu o teorie proprie — care să se ocupe de sisteme în general, fără a fi legată de o anumită activitate umană sau de o parte a naturii înconjurătoare. Multe lucrări apărute în acest domeniu

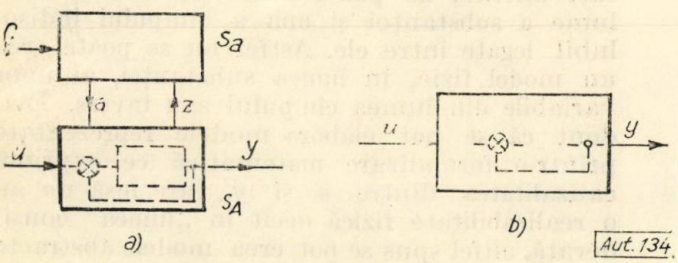


Fig. 2. Sistem autoadaptiv:
a) combinarea unui sistem automat închis cu un sistem de adaptare;
b) echivalenţa ca sistem automat (general).

au meritul de a contribui în mod substanţial la fundamentarea acestei noi teorii, dar din păcate clarifică insuficient conceptele indispensabile; este de remarcat lucrarea recentă a lui Kalman [1], care aduce unele lămuriri de bază şi care poate fi considerată ca primul studiu teoretic aprofundat în acest domeniu actual. Ea păcătuieşte însă prin faptul că pe de o parte nu acoperă toate conceptele ce pot fundamenta raţional teoria sistemelor, iar pe de altă parte unele concepte sînt date incomplet, insuficient de exact şi uneori aplicabile numai la anumite clase de sisteme (cum ar fi controlabilitatea).

În cele ce urmează se va căuta să se fundamenteze conceptele de bază în teoria sistemelor; ele sînt pe departe mai complete, mai precise şi mai largi decît cele actuale. În acest fel, lucrarea constituie prima fundamentare completă a teoriei sistemelor.

II. Definiţii

Fără a se defini încă conceptul de sistem este necesară introducerea noţiunii de „sistem dinamic".

Definiţia 1.1

„Se numeşte sistem dinamic acel sistem la care variabila independentă esenţială este timpul".

* Este interesant de văzut că, atunci cînd automatica începuse să se dezvolte, au apărut idei, nefolosite însă, de a se modifica această comparaţie. Astfel, la sisteme monovariabile, s-a emis posibilitatea $\varepsilon = y/u$; este evident că adoptarea unei comparaţii de acest tip determină o funcţionare neliniară, iar teoria sistemelor neliniare nici nu începuse să se dezvolte.

În cele ce urmează, prin sistem se va înţelege întotdeauna sistem dinamic. Nu se face, deocamdată, nici o precizare asupra acestei variabile reale decît că:

$$T \subset R^1,$$

fără a se admite aprioric o însuşire predeterminată a mulţimii de valori pe care această variabilă le poate avea (neordonare).

Fie două seturi de variabile reale y şi u:

$$Y \subset R^n$$

$$U \subset R^p$$

Y şi U fiind mulţimile respective. Variabilele y şi u au evident valori în raport cu variabila independentă timpul, valori cuprinse în mulţimile respective.

Ca un formalism susceptibil de reprezentări topologice se poate scrie că:

$$y(t) \in Y$$

$$u(t) \in U$$

în care caz timpul apare asociat cu y şi u în spaţiile respective, sau se admit mulţimile:

$$Y' \subset R^{n+1}$$

$$U' \subset R^{p+1}$$

la care cîte o coordonată spaţială este timpul şi deci:

$$y \in Y'$$

$$u \in U'$$

Definiţia 1.2

„Se numeşte sistem static (sau staţionar) acel sistem care nu posedă ca variabilă independentă esenţială timpul".

Ca mai sus, mulţimile Y şi U sînt complet definite şi deci:

$$y \in Y$$

$$u \in U$$

Un astfel de sistem este însă de neconceput în mediul — natură unde există totdeauna variabila independentă timpul; el va reprezenta numai o ficţiune, o abstractizare lipsită de sens. Acest lucru se vede uşor şi din condiţia de cauzalitate:

$$u \rightarrow y,$$

lipsită de sens dacă u şi deci şi y nu depind de t.

Singurele interpretări pot fi următoarele:

a) $u \rightarrow y$

pentru orice valoare a timpului. Aceasta con-

duce la sisteme neinerţiale reductibile uşor la condiţii de trivialitate * (a se vedea mai jos).

Cum sisteme neinerţiale nu există, este implicit demonstrată imposibilitatea existenţei unor astfel de sisteme.

b) $u \to y$

pentru orice valoare a timpului

$$t \geqslant t_f,$$

în care implicaţia este determinată univoc de „istoria" evoluţiei ($t < t_f$). Acestea reprezintă însă situaţii funcţionale particulare ale sistemelor dinamice, de exemplu regimurile staţionare, care pot fi tratate ca atare.

c) y există, independent de timp, cu $u(t) \equiv \equiv 0$.

Acest caz conduce la sisteme dinamice fără intrări care nu pot să existe, conform cu cele ce se vor arăta.

Cele de mai sus arată că singurele sisteme ce pot constitui un model al realităţii obiective sînt cele dinamice. În acest sens toate consideraţiile următoare se vor referi la acestea.

Definiţia 2.1

„Se numeşte sistem, modelul, fizic realizabil, al dependenţei y de u dacă există o cauzalitate $u \to y$ şi nu există cauzalitate $y \to u$".

Un astfel de concept (fig. 3) se mai numeşte şi concept informaţional sau concept black-box; el nu presupune nici un fel de cunoaştere apriorică asupra modului cum y depinde

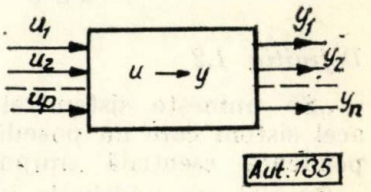


Fig. 3. Sistem bazat pe conceptul informaţional (black-box)

în realitate de u sau, în definitiv, cum se realizează efectiv cauzalitatea dintre y şi u. În afară de aceasta, modelul, fiind fizic realizabil, presupune neapărat o înşiruire a valorilor variabilei t în mulţimea T în sensul că, dîndu-se două valori t' şi t'' astfel ca $t'' - t' > 0$ şi oricît de mică, ordonarea parcurgerii valorilor se face totdeauna în sensul $t' \to t''$ (evoluţia pozitivă a timpului), valorile $t = t'$, $t = t''$, . . ., neputîndu-se obţine de cît o singură dată. Vom numi că variabila timp în mulţimea T este orientată.

Problema realizabilităţii fizice, în restricţia ordonării variabilei independente timp, poate fi întotdeauna respectată, cu condiţia ca aceste variabile să aparţină aceleiaşi „lumi" ca şi modelul. Astfel întrucît întreg universul poate fi considerat ca o „lume a materiei" (lume unică) şi întrucît materia poate avea două forme, substanţă şi cîmp, în care există proprietăţi diferite, se poate considera că există o lume a substanţei şi una a cîmpului indisolubil legate între ele. Astfel nu se poate crea un model fizic, în lumea substanţei, al unor variabile din lumea cîmpului sau invers. Evident că se pot elabora modele reprezentate printr-o formalizare matematică ce exprimă cauzalitatea dintre u şi y, care însă nu au o realizabilitate fizică decît în „lumea" considerată, altfel spus se pot crea modele abstracte sau matematice care determină sisteme abstracte.

Punctul nevralgic al acestui concept îl constituie însă cauzalitatea; fără nici o cunoaştere apriorică a sistemului ci numai prin formarea seturilor y şi u se poate imagina întotdeauna un sistem dar nu se poate demonstra cauzalitatea sub nici o formă. Privind din punctul de vedere al realităţilor mediului înconjurător seturile y şi u, se pot obţine prin observaţii la diverse momente ordonate ale timpului sau prin experimentare; construirea unui sistem, bazat pe concept informaţional, este totdeauna posibilă dar nu se poate demonstra dacă reflectă o realitate. Un sistem definit pe baza conceptului informaţional, fizic realizabil, la care nu se poate demonstra cauzalitatea $u \to y$ şi necauzalitatea $y \nrightarrow u$, ar putea fi definit ca ireal sau idealizat.

Din cele de mai sus se poate observa uşor insuficienţa conceptului informaţional, condiţionat de evidenţierea unei cauzalităţi. Rămîne, evident, posibilitatea experimentului în care se dă u şi se obţine ca experiment y, verificîndu-se inexistenţa contrariului; bineînţeles că prin aceasta se probează cauzalitatea în sensul că se dă numai setul u şi un sistem real, obţinîndu-se experimentul y. În rest rămîne o problemă tipică de identificare în sensul găsirii unui model fizic realizabil care poate fi identic cu sistemul experimentat sau cu un altul cu aceleaşi funcţiuni.

O altă posibilitate de a defini un sistem este bazată pe conceptul structural.

Definiţia 2.2

„Se numeşte sistem, modelul, fizic realizabil, al unei structuri de elemente fizice a căror funcţionalitate poate fi caracterizată prin legi fizice deja evidenţiate".

Un astfel de concept presupune o cunoaştere completă a tuturor elementelor ce compun un sistem, a legilor ce guvernează funcţionarea

* Se poate scrie dacă $u \to y$ pentru orice t că:

$$y = ku,$$

k fiind o constantă temporal independentă, dependentă cel mult de u. Aceasta conduce la o mulţime $U' = kU$, deci:

$$y = u',$$

adică condiţia de trivialitate.

acestora ca şi a legăturilor funcţionale între ele; într-un cuvînt se cunoaşte complet structura sistemului. Evident că, în acest caz, se poate cunoaşte setul y dacă se dă u oricare şi este de la început, prin legile fizice respective, cunoscută cauzalitatea (fig. 4).

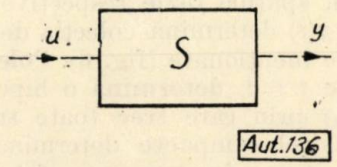


Fig. 4. Sistem bazat pe conceptul structural.

Deşi principial un astfel de concept poate defini un sistem, este imposibil să se cunoască complet toată structura sistemului, pe de o parte din cauza complexităţii lui, pe de altă parte prin numărul de legi evidenţiate care, într-un sens general, nu permit o caracterizare completă.

Ţinînd seamă de cele de mai sus, mai comod, mai apropiat de realitatea fizică, este un concept mixt.

Definiţia 2.3

„Se numeşte sistem, modelul, fizic realizabil, al dependenţei y de u dacă se cunoaşte parţial structura S însă suficient pentru a se demonstra cauzalitatea".

Acest concept are şi avantajul unei ameliorări autoinstruibile a procesului de cunoaştere; să presupunem că se dau seturile u_1 şi y_1 şi este evidenţiată calitativ cauzalitatea. Este posibilă deci obţinerea modelului, adică a sistemului cu o structură (de model) S_1. Se poate extinde setul u_1 la u_2 prin extinderea R^{p1} la R^{p2} şi se obţine astfel setul y_2 pe model; se compară cu situaţia reală şi se verifică corectitudinea modelului care, eventual, se corectează de la structura S_1 la S_2. Bineînţeles că o astfel de procedură presupune o invarianţă în timp a realităţii deci şi a modelului, ceea ce o limitează la o subclasă particulară de sisteme (a se vedea mai departe proprietatea 8).

Definiţia 3

„Se numeşte sistem automat, reuniunea a două sisteme din care unul are o structură impusă ce permite o interpretare decizională între u şi y; rezultatul acestei interpretări determină, prin celălalt sistem, variabila y".

Rezultă că sistemele automate vor avea parţial o structură impusă (a se vedea detalii la proprietatea 7).

III. Proprietăţi

Proprietatea 1 — Netrivialitate

Pentru ca să existe, un sistem nu trebuie să admită o dependenţă:

$$y = u$$

pentru toate componentele seturilor u şi y. Condiţia $y = u$ determină un sistem „trivial" după cum $y \neq u$, dar $u \neq y$ determină o condiţie de existenţă şi anume de „netrivialitate".

Condiţia de trivialitate, exprimîndu-se pe toate componentele lui u şi y, conduce la:

— dacă $n = p$:

$$y^i(t) = u^i(t), \quad (i = 1,2 \ldots p);$$

— dacă $n < p$, rezultă:

$$y^i(t) = u^i(t), \quad (i = 1,2 \ldots n)$$

şi:

$$u^j(t) = \begin{vmatrix} 0 \\ = y^i(t) \end{vmatrix} \left.\begin{array}{l} j = n+1, \ldots p \\ \text{şi numai perechea} \\ u^i = y^i \text{ este valabilă;} \end{array}\right.$$

— dacă $n > p$, rezultă:

$$y^j(t) = \begin{vmatrix} 0 \leftarrow \text{necontrola-} \\ \text{bilitate} \\ = y^i(t) \end{vmatrix} \left.\begin{array}{l} j = n+1, \ldots p \\ \text{şi numai perechea} \\ u^i = y^i \text{ este valabilă.} \end{array}\right.$$

Netrivialitatea presupune o transmisie mijlocită prin sistem de la u către y. În această condiţie se poate evidenţia cel puţin un set de variabile interne x denumite variabile de stare definite pe mulţimea:

$$X \subset R^r$$

Astfel din punctul de vedere al variabilelor, un sistem este complet caracterizat prin seturile y, u şi x definite pe mulţimea ordonată T.

Consecinţa imediată a netrivialităţii este:

Proprietatea 2 — Observabilitate

Un sistem este observabil dacă, fiind cunoscute u şi y definite pe mulţimea ordonată T, se poate deduce cel puţin un set de mărimi de stare x.

Considerînd că u, y şi x sînt definite în spaţiile reale R şi că deci în anumite condiţii sînt reprezentabile prin vectori, rezultă la un

sistem fizic realizabil * relaţiile de bază ce-l definesc complet:

$$\dot{x} = f(u(t), x(t), t)$$

$$y(t) = \eta(x(t), t)$$

Într-o reprezentare topologică u, x sau y determină în spaţiile lor cîte o traiectorie (fig. 5) care este de fapt hodograful vectorilor

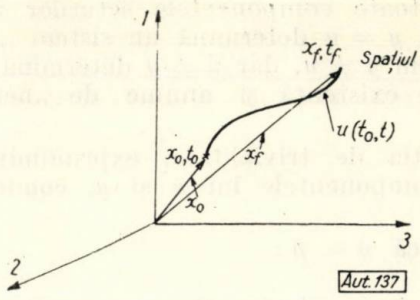


Fig. 5. Reprezentarea topologică, prin traiectorie, a variabilei de stare.

respectivi. Variabila t poate fi considerată ca o dimensiune + 1 a spaţiului sau, ţinînd seamă de ordonarea obligată, o gradare a traiectoriei. Traiectoriile** reprezintă, aşadar, toată colecţia perechilor $u(t)$, $x(t)$, $y(t)$ sau (u,t), (x,t), (y,t) pentru $t \in (t_0, t_f)$, tf oricare, chiar ∞, în coordonate convenţional alese.

Condiţiile de netrivialitate şi de observabilitate conduc de fapt la neadmiterea coincidenţei, pe toate punctele, ale celor trei traiectorii:

sau:
$$\left.\begin{aligned} y(t) &= x(t) = u(t) \\ (y,t) &= (x,t) = (u,t) \end{aligned}\right\} \quad t \in (t_0, t_f)$$

* Realizabilitatea fizică conduce întotdeauna la explicitarea unei ecuaţii diferenţiale, care ar caracteriza sistemul, în raport cu derivata de ordinul cel mai mare. Astfel, la un sistem monovariabil continuu, ecuaţia ce descrie regimul liber al variabilei de stare se poate scrie:

$$x^{(k)} + A_1(x, \dot{x}, \ldots x^{(k-1)}, t)\, x^{(k-1)} + \ldots + A_k(x, \dot{x}, \ldots x^{(k-1)}, t)\, x = 0$$

explicită în raport cu $x^{(k)}$. Se numeşte că sistemul de ordinul k are $(k-1)$ grade libertate. Realizabilitatea fizică este justificată de faptul că, derivata de ordinul cel mai mare indicînd evoluţia ultimă a sistemului şi celelalte derivate evoluţia anterioară, evoluţiile anterioare nu pot depinde de evoluţia ultimă.
Rezultă sub o formă condensată, în u, x vectori, ecuaţia dată.

** Variabila de stare, definînd complet, funcţional, sistemul cu referire la structura sa, este prin definiţie continuă; existenţa unei traiectorii $x(t)$ sau (x, t) este implicit demonstrată.

Variabilele u şi y, putînd prezenta discontinuităţi, nu definesc în sensul strict traiectorii; se admite deocamdată, totuşi, existenţa acestora (determinate pe porţiuni), urmînd ca după definirea proprietăţii de finitate să se definească numai ca funcţii, ceea ce corespunde formalismului actual. Este vorba numai de menţinerea unor formalisme care însă nu influenţează rigurozitatea expunerii.

O traiectorie ce respectă această ultimă condiţie în fiecare din spaţiile variabilelor, reprezintă o traiectorie limită sau de frontieră a unui sistem.

Întrucît variabilele u, x şi y aparţin mulţimilor U, X şi Y, totalitatea valorilor conţinute în aceste mulţimi determină domeniile Δ, Γ şi γ în spaţiile reale respective. Perechile $u(t)$, $x(t)$ şi $y(t)$ determină colecţia de traiectorii în domeniile menţionate (fig. 6). Colecţia punctelor pentru $t = t_f$ determină o hipersuprafaţă Δ, Γ, γ (t_f) prin care trec toate traiectoriile. Se obţin astfel compacte determinate de domeniile limitate de hipersuprafeţe. Traiectoriile în spaţiile R^n şi R^r, corespunzînd trivialităţii, vor fi, prin definiţie, neconţinute în domeniile respective.

Observabilitatea trebuie interpretată şi în sensul următor: se aplică variabila u şi se obţine y, consecinţa cauzalităţii funcţionale ce determină de fapt sistemul. Din observaţia lui y se deduce (sau se alege) o variabilă de stare x, care o determină complet. Rezultă evident că dacă mulţimea U este dată şi rezultă ca o consecinţă Y, sau sînt date U şi Y (concept informaţional) cu implicaţia $u \to y$ (cauzalitate), mulţimea X este perfect definită.

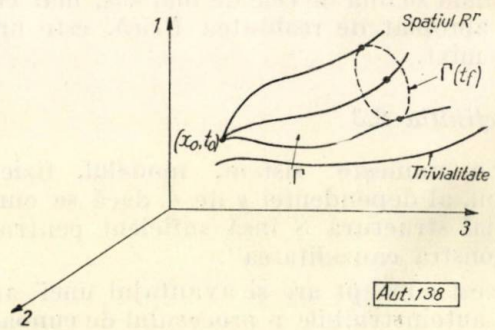


Fig. 6. Domeniul Γ în spaţiul R^r.

Proprietatea 3 — Controlabilitate

Controlabilitatea rezultă ca o consecinţă a observabilităţii. Ea se poate defini ca determinînd proprietatea unui sistem ca o variaţie a variabilei u pe toate direcţiile sale să atragă o variaţie a lui y pe toate direcţiile acesteia.

Cu referire la stări controlabilitatea se poate enunţa astfel:

„Un sistem este controlabil, în sens larg, dacă dîndu-se o traiectorie x conţinută în domeniul Γ, există o traiectorie unică u conţinută în domeniul Δ şi cu un t_f finit, care o cauzează".

Controlabilitatea sub această formă generală poate fi particularizată pe toate componentele vectorilor u şi x în sensul că, dat fiind $u^j(t_0, t)$, se obţine $x^i(t_0, t)$ pentru toţi p şi r; o astfel de controlabilitate este totală. Dacă

controlabilitatea se verifică numai pentru anumite valori discrete ale perechii (p, r) controlabilitatea este parţială.

Într-o astfel de definiţie trebuie verificată în prealabil netrivialitatea şi stabilitatea. Într-adevăr dacă se alege o traiectorie $x(t_0, t)$ conţinută în Γ, poate să se găsească o traiectorie $u(t_0, t)$ conţinută în Δ care să determine condiţia banală:

$$x(t_0, t) = u(t_0, t).$$

Cum variabila de stare este obţinută din $y(t)$ şi $u(t)$ prin observabilitate, trebuie excluse, în prealabil, traiectoriile ce conduc la trivialitate.

De asemenea, întrucît t_f poate fi oricare, există posibilitatea alegerii unei traiectorii ce aparţine unei condiţii de instabilitate şi deci trebuie excluse şi acele traiectorii (sau admise pe timp finit).

O definiţie mai corespunzătoare, deşi mai greu de aplicat, este următoarea:

Fie un sistem definit prin *:

$$\dot{x} = f(x, u, t).$$

Sistemul este complet controlabil dacă, pentru orice valoare a timpului $t \in (t_0, t_f)$, derivata funcţională ∂_u a lui x respectă condiţiile:

$$[\partial_u x]^{-1} \neq 0{,}1 \qquad t \in (t_{0+}, t_f)$$

Verificarea se face pentru toate valorile t şi pentru toate componentele; condiţia $\neq 1$ arată netrivialitatea. Controlabilitatea parţială rezultă la interpretarea pe componentele lui u şi x.

Controlabilitatea definită cu ajutorul derivatei funcţionale ∂_u are posibilităţi mult mai largi de interpretare decît cea definită cu ajutorul comparaţiei traiectoriilor x şi u. Într-adevăr există posibilitatea ca, pe unul sau mai multe intervale $t \in (t_1, t_2; t_3, t_4; \ldots)$, ieşirea să nu mai fie sensibilă la intrare (de exemplu la unele sisteme neliniare cu saturaţii, timp mort, zonă moartă etc.); în acest caz, pentru aceste valori ale timpului derivata se anulează, ceea ce arată necontrolabilitatea. În acest caz dacă, în sens general, sistemul este total sau parţial controlabil, se va spune că este „total (sau parţial) controlabil pe porţiuni". Această apreciere nu se poate face decît cu dificultate, pe baza traiectoriilor x şi u.

* Dacă variabilele se reprezintă în spaţii R^p, R^n şi R^r traiectoriile au ca expresie $u(t)$, $y(t)$ şi $x(t)$, spaţiile fiind denumite „de stare".

Dacă reprezentarea se face în spaţiile R^{p+1}, R^{n+1} şi R^{r+1} obţinute prin adăugarea noii coordonate timpul, rezultă u, y, x, în spaţii „de fază".

În cele ce urmează se vor utiliza reprezentări în spaţii de stare; pentru simplificarea notaţiilor prin u, y, x se vor înţelege $u(t)$, $y(t)$ şi $x(t)$.

Proprietatea 4 — Stabilitate

Stabilitatea se poate defini, în general, pe baza conceptului clasic de comportare a sistemului în regim liber; vom numi că un sistem este „liber stabil" dacă, fiind dat:

$$u(t_0, t) = \delta(t_0),$$

traiectoria x este închisă, fără puncte la ∞, avînd conţinut (pe traiectorie) punctul (x_0, t_0) conform figurii 7.

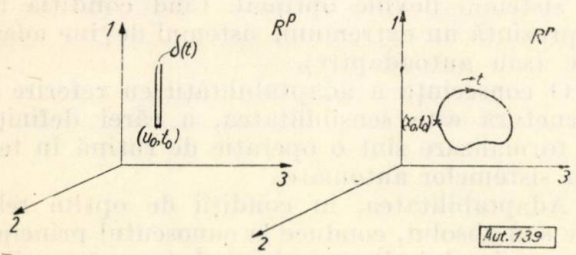


Fig. 7. Stabilitate liberă.

Se poate defini şi o stabilitate forţată în felul următor:

Fiind dat un sistem instabil liber (vezi condiţia de mai sus), el va fi forţat stabil dacă există o traiectorie u_f la care corespunde o traiectorie unică x_f fără puncte la ∞. Nu se face precizarea ca u şi x să fie conţinute în domeniile Δ şi Γ.

Stabilitatea liberă şi într-o oarecare măsură cea forţată se pot interpreta printr-o operaţie de rutină folosind aşa-numitele criterii de stabilitate cunoscute din teoria sistemelor automate (cazuri particulare); o formalizare generală este fără îndoială cea exprimată de funcţiile V ale lui Liapunov.

Proprietatea 5 — Adaptabilitate

Adaptabilitatea rezultă ca o proprietate a unui sistem de a satisface anumite condiţii suplimentare impuse.

Astfel, dacă sistemul este controlabil adică pentru o traiectorie x conţinută în domeniul Γ corespunde o traiectorie u conţinută în Δ şi dîndu-se o condiţie c aparţinînd unei mulţimi:

$$C \subset R^q,$$

rezultă o traiectorie x' cu un timp t_f $(t \in (t_0, t_f)$ care extinde mulţimea X la X' şi deci Γ la Γ', pentru care se păstrează observabilitatea; acest sistem este adaptabil în cazul cînd se găseşte fie o traiectorie unică u' conţinută în U' deci în Δ' (U' şi Δ' fiind extensii ale lui U şi Δ), fie un acelaşi u conţinut în U dar pentru o altă funcţie f'.

Adaptabilitatea este deci proprietatea unui sistem de a satisface un criteriu suplimentar impus, în condiţiile unei eralizabilităţi fizice şi a unei variabile u', posibilă.

Operaţia de trecere fie de la u la u' fie de la f la f' se numeşte adaptare (sau autoadaptare) şi anume :

— adaptare de comandă

$$u \rightarrow u';$$

— adaptare de structură

$$f \rightarrow f'.$$

Dacă condiţia c este un extremum (absolut sau relativ) traiectoria x' se numeşte optimală şi sistemul devine optimal. Cînd condiţia nu reprezintă un extremum, sistemul devine adaptiv (sau autoadaptiv).

O consecinţă a adaptabilităţii cu referire la structură este sensibilitatea, a cărei definiţie şi formalizare sînt o operaţie de rutină în teoria sistemelor automate.

Adaptabilitatea, în condiţii de optim relativ sau absolut, conduce la cunoscutul principiu al maximului (Pontriaghin). Într-un formalism Hamilton — Jacobi acest principiu devine :

$$H(t_-, \hat{x}, \hat{u}) > H(t_-, \hat{x}, u),$$

în care $\hat{u}$ şi $\hat{x}$ sînt traiectorii optimale ale lui u şi x, iar $\hat{u} \neq u$ pe intervalul $t \pm \varepsilon$, H fiind funcţia hamiltoniană.

Proprietatea 6 — Finitate

Finitatea se defineşte ca proprietatea unui sistem de a fi „finit" ; finitatea este în plus o condiţie de existenţă şi de realizabilitate fizică.

Finitatea unui sistem se defineşte în particular prin :

— sistemul este finit în sensul existenţei a două şi numai două puncte de contact (hiperpuncte) în exterior şi anume : punctul unde se aplică u, denumit „punctul de intrare" sau „intrare" în sistem, şi punctul unde se obţine y, denumit „punct de ieşire" sau „ieşirea din sistem" ;

— numărul componentelor din variabilele u şi y (şi deci şi x) poate fi oricît de mare dar finit (adică p, n şi r finiţi) ;

— nici un sistem nu este unic (adică în orice caz vor mai exista şi alte sisteme).

Dacă prima particularitate este clară, definind un sistem ca un tot, izolat de exterior. (cu excepţia intrării şi ieşirii), nu acelaşi lucru se poate spune despre celelalte particularităţi. Într-adevăr afirmaţia că numărul componentelor de la intrare şi ieşire trebuie să fie finit este nedemonstrabilă şi trebuie aprioric acceptată ; justificarea necesităţii unei asemenea observaţii se va da mai jos la proprietatea de adiţionalitate.

În acelaşi mod observaţia că un sistem nu poate fi unic este nedemonstrabilă ; ea este însă necesară, deoarece altfel ar presupune un non sens şi anume un sistem infinit dimensional dar cu intrări şi ieşiri în număr finit. Şi această afirmaţie va fi precizată mai jos la proprietatea de adiţionalitate.

Variabilele u şi y, ale căror puncte de aplicaţie şi de obţinere din sistem au fost denumite mai sus, vor purta denumirea de variabile de „intrare" sau de „comandă" (u) şi de „ieşire" (y). Nu va mai fi necesară neapărat utilizarea conceptului de traiectorie la y şi mai ales la u, deoarece pe de o parte x determină univoc pe y (oricărui punct în mulţimea X îi corespunde un punct în mulţimea Y şi viceversa — mulţimi injective), iar pe de altă parte în determinarea lui x trebuie cunoscut u, fiind în general imposibilă o explicitare ; rezultă ca necesar conceptul de traiectorie la x (şi eventual la y), dar nu neapărat necesar la u.

Proprietatea 7 — Adiţionalitate

Particularitatea ca reuniunea mai multor sisteme să determine tot un sistem, cu condiţia ca numărul acestora să nu tindă către infinit, se defineşte ca fiind proprietatea de adiţionalitate.

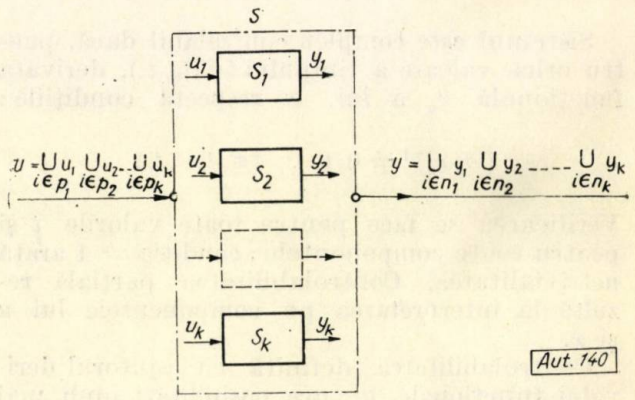


Fig. 8. Adiţionalitate.

Faptul că mai multe sisteme alcătuiesc un sistem este uşor de demonstrat ; fie (fig. 8) k sisteme avînd intrările :

$$u_1, u_2 \ldots u_k$$

şi ieşirile :

$$y_1, y_2 \ldots y_k$$

cu componentele $p_1, p_2 \ldots p_k$; $n_1, n_2 \ldots \ldots n_k$. Ţinînd seamă că toate u_i sînt intrări şi toate y_i sînt ieşiri, atunci se poate admite că există o variabilă de intrare u cu :

$$p = \sum_{i=1}^{k} p_i$$

componente şi o variabilă de ieşire y cu :

$$n = \sum_{i=1}^{k} n_i$$

componente, care vor defini un sistem unic în raport cu u şi y, însă evident parţial controlabil (numai $u_i \rightarrow y_i$).

Nu se face nici o precizare asupra variabilelor u_i şi y_i; există posibilitatea ca o parte din u_i să fie identică cu o parte din y_i. În acest caz, sistemele din interiorul sistemului rezultant S sînt total sau parţial „cuplate", controlabilitatea şi observabilitatea la S trebuind să fie verificate în mod particular. Realizabilitatea fizică a lui S este evidentă dacă şi realizabilitatea S_i există.

Există o infinitate de posibilităţi de cuplare a sistemelor, în toate cazurile obţinîndu-se însă un sistem unic. Într-o formă schematică se pot grupa cuplările posibile în trei categorii (fig. 9);

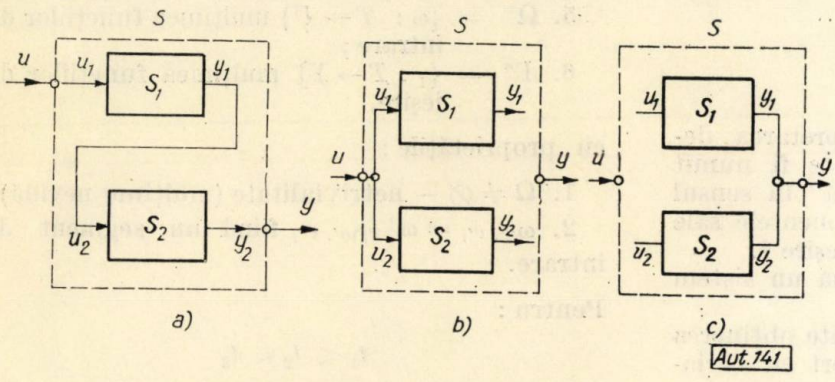


Fig. 9. Sisteme cuplate obligat:
a) serie; *b)* paralel la intrare; *c)* paralel la ieşire.

într-un caz simplificat a două sisteme se obţine:

— cuplarea serie:

$$u \triangleq u_1$$
$$y \triangleq y_2$$
$$u_2 = y_1;$$

variabila y_1, devenind internă pentru sistemul rezultat deci determinînd univoc pe y_2, poate fi considerată ca variabilă de stare;

— cuplarea paralel la intrare:

$$u \triangleq u_1 = u_2$$
$$y = \bigcup_{i \in n_1} y_1^i \, O \bigcup_{i \in n_2} y_2^i;$$

— cuplarea paralel la ieşire:

$$u = \bigcup_{i \in p_1} u_1^i \, O \bigcup_{i \in p_2} u_2^i$$
$$y \triangleq y_1 = y_2.$$

Afirmaţia că, pentru a exista un sistem, numărul sistemelor reunite nu trebuie să tindă către infinit este o necesitate; pur şi simplu nu se poate cunoaşte ce se întîmplă cînd există un număr infinit de sisteme. Propoziţiile „există sistem" şi „nu există sistem", dacă numărul sistemelor tinde la infinit, sînt de natură metafizică: nu pot fi nici demonstrate şi nici nu există posibilitatea verificării proprietăţilor de bază ce determină un astfel de sistem. Dacă, de pildă, s-ar accepta propoziţia „există sistem" s-ar cădea într-o concepţie mistică neştiinţifică a unei conduceri exterioare, iar dacă s-ar accepta propoziţia „nu există sistem" s-ar cădea în concepţia existenţei unui sistem fără intrare care sau este „inert" („imobil") corespunzînd unei lipse de orice comandă la orice moment de timp — ceea ce ar contraveni cu observabilităţile pe un număr mare de sisteme din natură unde se constată variaţii în raport cu timpul — sau a fost comandat odată, comanda a dispărut şi se descrie un regim liber (deci predictibil complet dacă se cunoaşte S) care fie că aduce sistemul într-o stare de „imobilitate" completă (stabilitate) fie într-o stare „distructivă" (instabilitate). În fond şi prima şi a doua afirmaţie au un caracter neştiinţific idealist.

Rezultă deci imposibilitatea aprecierii la infinit şi necesitatea adoptării conceptului de adiţionalitate la un număr oricît de mare de sisteme — deci nelimitat — dar nu infinit.

Acelaşi lucru se poate afirma şi la numărul nelimitat dar nu infinit al componentelor variabilelor, care ar putea conduce la cele arătate mai sus (a se vedea proprietatea de finitate).

Proprietatea 8 — Structurabilitate

Structurabilitatea este proprietatea unui sistem de a avea o structură impusă, consecinţa unei cerinţe particulare.

Evident structurabilitatea este de fapt conţinută în proprietăţile anterioare, ea a fost dată separat pentru a evidenţia unele structuri tipice.

1. Structura invariantă ce determină un sistem invariant: structura, independentă în raport cu timpul, a unui sistem.

În cazul sistemelor liniare (vezi mai jos „structură liniară"), această structură conduce la posibilitatea formalizării prin sisteme de ecuaţii diferenţiale sau cu diferenţe finite, cu coeficienţi constanţi.

În general, invarianţa conduce la setul de ecuaţii:

$$\dot{x} = f(u, x)$$
$$y = \eta(x)$$

2. Structura automată ce determină un sistem automat (vezi def. 3):

structura unui sistem format din două sau mai multe sisteme din care primul realizează

o interpretare decizională între intrarea u şi ieşirea y (fig. 10).

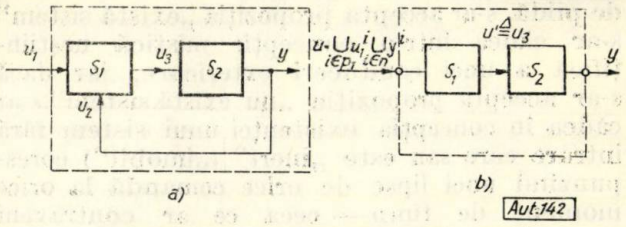


Fig. 10. Sistem automat:
a) schemă completă; *b*) schemă redusă.

Rezultă:

$$u_3 = \varphi(u_1, y, t)$$
$$\dot{x}_2 = f(x_2, u_3, t)$$
$$y = \eta(x_2, t),$$

prima relaţie determinînd „interpretarea decizională". Acest sistem mai poate fi numit cu „reacţie" sau „legătură inversă" în sensul că în variabila u_3 intră, cu componentele sale (total sau parţial), variabila de ieşire *.

3. Structura liniară ce determină un sistem liniar:

structura unui sistem care permite obţinerea unor funcţii f şi η liniare în raport cu variabilele u, x şi y.

4. Structura „netedă" ce determină un sistem neted:

structura unui sistem care permite obţinerea unei variaţii netede a lui x.

Proprietatea 9 — Funcţionalitate

Funcţionalitatea este proprietatea unui sistem de a asigura o anumită implicaţie $u \to y$ la diverse valori ale timpului.

Funcţionalitatea a fost de fapt conţinută în definiţia sistemelor, dar este dată pentru a se particulariza două tipuri de sisteme funcţional diferite:

— sisteme continue:

sistemele ce admit toată mulţimea T din spaţiul R;

— sisteme discrete:

sistemele ce admit mulţimea T a valorilor discrete din spaţiul Z.

Pentru sistemele discrete, relaţiile ce le definesc devin cu diferenţe finite:

$$x(a) = f[x(a-1), u(a-1), (a-1)]$$
$$y(a) = \eta[x(a), a]$$

* În cazul particular şi primitiv cînd funcţia decizională este liniară, invariantă şi egală cu unitatea:

$$u_3 = u_1 - y,$$

se obţin sistemele automate clasice.

IV. Formalizarea

În cele ce urmează se va da o formalizare matematică generală a conceptelor (definiţii şi proprietăţi) enunţate mai înainte.

a) *Definiţia de sistem (dinamic) pe bază structurală*

Se dau:

1. $T \subset R^1(\leqslant)$;
2. X — mulţimea valorilor variabilei de stare;
3. U — mulţimea valorilor variabilei de intrare;
4. Y — mulţimea valorilor de ieşire;
5. $\Omega^* = \{\omega : T \to U\}$ mulţimea funcţiilor de intrare;
6. $\Gamma^* = \{\gamma : T \to Y\}$ mulţimea funcţiilor de ieşire,

cu proprietăţile:

1. $\Omega \neq \varnothing$ — netrivialitate (mulţime nevidă);
2. $\omega_{(t', t'']} = \omega \mid_{T \cap (t', t'']}$ fiind un segment de intrare.

Pentru:

$$t_1 < t_2 < t_3$$

şi:

$$\omega', \omega'' \in \Omega,$$

atunci există:

$\omega \in \Omega$ ca $\omega_{(t_1, t_2]} = \omega'_{(t_1, t_2]}$ şi $\omega_{(t_2, t_3]} = \omega''_{(t_2, t_3]}$.

Aceasta este proprietatea de concatenaritate.

Se obţine (există):

I. $\varphi : T \times T \times X \times \Omega \to X$ — funcţie de tranziţie cu $x(t) = \varphi(t; t_0, x, \omega)$,

unde:

$x(t_0) = x_0$ este starea iniţială;

ω — intrarea,

cu proprietăţile:

1. φ definită pentru orice $t \geqslant t_0$;
2. consistenţă: $\varphi(t; t, x, \omega) = x$ pentru orice $t \in T$ şi $x \in X$;
3. compozabilitate:

$$t_1 < t_2 < t_3$$

$$\varphi(t_3; t_1, x, \omega) = \varphi(t_3; t_2, \varphi(t_2; t_1, x, \omega), \omega)$$

pentru orice x şi ω;

* A nu se confunda cu domeniile Δ şi Γ, unde:

$$\Delta \subset U$$
$$\Gamma \subset Y,$$

4. cauzalitate :

$\omega, \omega' \in \Omega$ cu $\omega_{(t_0, t]} = \omega'_{(t_0, t)}$

$$\varphi(t;\ t_0,\ x,\ \omega) = \varphi(t;\ t_0,\ x,\ \omega').$$

II. $\eta : T \times X \to Y$ — transformare de ieşire cu :

$$y(t) = \eta(x(t), t)$$

şi deci :

$\eta(\sigma, \varphi(\sigma;\ t_0,\ x, \omega))$ cu $\sigma \in (t_0, t]$ segment de ieşire.

În acest caz, octuplul :

$$\Sigma = (T, X, U, \Omega, Y, \Gamma, \varphi, \eta)$$

cu proprietăţile de mai sus, defineşte un sistem dinamic.

În formalizarea anterioară sînt incluse proprietăţile de netrivialitate, observabilitate (existenţa lui η), controlabilitate (φ) ca şi de adaptabilitate în măsura în care relaţiile satisfac :

$$c \in C \subset R^q.$$

Mulţimea :

$$T \times X$$

reprezintă *mulţimea fazelor* şi :

$$\varphi(t;\ t_0,\ x,\ \omega) \qquad t \geqslant t_0$$

determină *traiectorii de stare*, iar :

$$(t, \varphi(t;\ t_0, x,\ \omega))$$

determină *traiectorii de fază*.

b) *Definiţia de sistem (dinamic) pe bază informaţională*

Se dau :

$$T, U, \Omega, Y, \Gamma$$

ca la definiţia a).

Se face un experiment α obţinîndu-se funcţia f_α determinată din ieşirea la momentul t sub acţiunea lui ω :

$$y(t) = f_\alpha(t, \omega).$$

Funcţia, ce se mai denumeşte funcţie intrare-ieşire, are proprietăţile :

1. există :

$$i : A \to T$$

astfel ca :

$f_\alpha(t, \omega)$ este definită pentru orice $t \geqslant i(\alpha)$;

2. cauzalitate :

$$t_0 < t \quad \text{şi} \quad \omega_{(t_0, t)} = \omega'_{(t_0, t)}$$

$$t_0 = i(\alpha)$$

şi deci :

$$f_\alpha(t, \omega) = f_\alpha(t, \omega'),$$

A reprezentînd mulţimea de indici cu :

$$\mathfrak{F} = \{f_\alpha \mid f_\alpha ;\ T \times \Omega \to Y,\ \alpha \in A\}.$$

Se observă că $\mathfrak{F}$ poate să nu fie suficient de mare. De exemplu :

$$t_0 < t_1 < t_2$$

$$i(\alpha) = t_0$$

$$\omega, \omega' \in \Omega \text{ ca : } \omega_{(t_1, t_2]} = \omega'_{(t_1, t_2]}.$$

Atunci :

$$g(t, \omega') \triangleq f_\alpha(t,\ \omega),\ t \in (t_1,\ t_2)$$

trebuie să fie în $\mathfrak{F}$. Deci va fi indexată g_β şi :

$$A \to \{\beta\} \cup A$$

şi :

$$i(\beta) = t_1.$$

Deci :

$$X_{t_0} = \{\alpha \in A \mid i(\alpha) = t_0\}$$

$$X = \bigcup_{t_0 \in T} X_{t_0}.$$

Din f_α se pot defini φ şi η cu proprietăţile de la definiţia a), completitudinea lui A fiind necesară proprietăţii de compozabilitate a lui φ (vezi definiţia a).

Construcţia lui φ se obţine :

fie $x \in X$ şi $t_0 \in T$, apărînd o restricţie $x \in X_{t_0}$, adică toate experimentele care încep în t_0.

Se obţine, prin experiment, $f_x(t, \omega)$ cu $t \geqslant i(x)$.

Fie $t' > t$ şi $\omega_{(t, t']}$ şi fie :

$$g(t'',\ \omega) = f_x(t', \omega) \text{ cu } t'' \in (t,\ t'].$$

Funcţia g are un index β cu $i(\beta) = t$ care va fi :

$$\beta = \varphi(t;\ t_0,\ x,\ \omega),$$

de unde rezultă uşor compozabilitatea.

Construcţia lui η rezultă din :

$$\eta(t,\ x(t)) = f_\beta(t,\ \omega).$$

c) *Proprietăţi*

— Finitate

X — spaţiu liniar finit $\to$ Σ finit dimensional

X — finită $\to$ Σ cu stări finite

X, U, Y — finite $\to$ Σ finit

rezultînd în general

$$\dim \Sigma \triangleq \dim X_\Sigma.$$

— Adiţionalitate

Fie Σ_i, $i \in I$ o clasă de sisteme :

$$\Sigma_i = (T,\ U_i,\ \Omega_i,\ X_i,\ Y_i,\ \Gamma_i,\ \varphi_i,\ \eta_i).$$

Se verifică imediat că :

$$\Sigma = (T, \bigcup_{i \in I} U_i,\ \bigcup_{i \in I} \Omega_i,\ \bigcup_{i \in I} X_i,\ \bigcup_{i \in I} Y_i, \ldots$$

$$\ldots \bigcup_{i \in I} \Gamma_i,\ \varphi = (\varphi_i)_{i \in I},\ \eta = (\eta_i)_{i \in I})$$

este tot un sistem.

Dacă i parcurge categoria Ens, atunci se postulează că nu se obţine un sistem.

— Structurabilitate

a) Sistem invariant

1. T — grup aditiv.
2. Ω este închisă faţă de operatorul $z^{t_0}: \omega \to \omega'$:

$$\omega'(t) = \omega(t + t_0).$$

3. $\varphi(t; t_0, x, \omega) = \varphi(t+s; t_0+s, x, z^s\omega)$, $s \in T$
4. $\eta(t, \cdot): X \to Y$ este independentă de t.

b) Sistem liniar.

1. X, U, Ω, Y — spaţii vectoriale.
2. $\varphi(t; t_0, \cdot, \cdot): X \times \Omega \to X$ — liniară.
3. $\eta(t, \cdot): X \to Y$ — liniară.

c) Sistem neted

1. $T \subset R^1$.
2. X, Ω spaţii topologice.
3. Aplicaţia $(t_0, x, \omega) \to \varphi(\cdot; t_0, x, \omega)$ defineşte o aplicaţie continuă de la :

$$T \times X \times \Omega \to C^1(T \to X).$$

— Funcţionalitate

a) Sistem continuu

$$T = R^1.$$

b) Sistem discret

$$T = Z.$$

V. Concluzii

În prezenta lucrare s-a căutat a se defini cît mai exact şi mai cuprinzător fundamentele teoriei sistemelor, ţinînd seamă că actualele concepte sînt insuficient de satisfăcătoare.

Astfel, s-au definit sistemele prin trei definiţii (cea de a 3-a subsidiară la o subclasă) şi prin 9 proprietăţi (ultimele două cu 4, respectiv 2, subproprietăţi).

La urmă s-a dat o formalizare matematică fundamentală pentru definiţiile şi proprietăţile stabilite.

Lărgirea conceptului de sistem automat de la forma primitivă, actuală, de reacţie aditivă invariantă, deschide un drum larg la o nouă gamă de astfel de sisteme, cu perspective aplicative promiţătoare. Într-o lucrare viitoare se va prezenta un nou sistem automat cu interpretare decizională bazată pe o conducere cu strategie discret variabilă.

BIBLIOGRAFIE

[1] Kalman, R., Arbib, M., Falb, R. *Topics of modern system theory.* New York, Mc Graw-Hill, 1969.

[2] Hsu, C. J., Meyer, U. A. *Modern control principles and applications.* New York, Mc Graw-Hill, 1968.

Dr. ing. NICOLAE N. NECULA

O metodă de clasificare automată (on-line) a datelor

Problema clasificării datelor (referitoare la obiecte sau fenomene) apare în multe domenii ale ştiinţei şi tehnicii şi constă, în esenţă, în identificarea unor distribuţii statistice multimodale n-dimensionale, unde n este numărul parametrilor numerici ce caracterizează (din punct de vedere cantitativ sau calitativ) fiecare obiect sau fenomen.

Atunci cînd criteriile de clasificare nu sînt cunoscute, clasificarea se efectuează prin identificarea grupărilor de puncte ce corespund obiectelor sau fenomenelor în spaţiul n-dimensional al parametrilor. Dacă $n \leqslant 2$, aceste obiecte pot fi identificate vizual, pe considerente geometrice. Pentru $n > 2$, identificarea vizuală nu mai este posibilă şi în astfel de cazuri se utilizează metode de clasificare automată, ca de exemplu :

a) metoda reprezentării plane a datelor [1];

b) metoda funcţiilor potenţiale [2].

Metoda funcţiilor potenţiale prezintă unele dezavantaje legate de necesitatea de a dispune de informaţii apriorice asupra datelor în vederea alegerii unor parametri ce caracterizează funcţiile potenţiale şi metoda de clasificare şi de imposibilitatea de a sesiza existenţa claselor care nu sînt net separabile.

Aceste dezavantaje sînt eliminate în metoda Sammon [1] care generează o reprezentare plană ce menţine cu aproximaţie structura originală a datelor şi apoi recurge la operatorul uman pentru detectarea claselor. Prin aceasta se utilizează abilitatea de a recunoaşte forme plane şi de a evalua în mod global structuri plane, proprie operatorului uman şi mult superioară posibilităţilor programelor scrise în aceleaşi scopuri pentru calculatoarele numerice (*CN*).

În articolul de faţă, după expunerea sumară a metodei Sammon, se elaborează o variantă perfecţionată a acestei metode, mai rapidă şi mai exactă.

1. Metoda reprezentării plane a datelor [1]

Se consideră că cele N obiecte (sau fenomene) de clasificat $X_i = x_{i1}x_{i2} \ldots x_{in}$ $(i = 1, 2, \ldots, N)$, caracterizate prin cîte n parametri numerici (x_{ij}) fiecare, constituie puncte în spaţiul n-dimensional al parametrilor. In acest spaţiu, distanţa euclideană* între două puncte i şi j.:

$$D_{ij} = \text{Dist}\,[X_i, X_j] = \sqrt{\sum_{k=1}^{n}(x_{ik} - x_{jk})^2}; \quad (1)$$

unde:

$X_i = x_{i1}\, x_{i2} \ldots x_{in}$;

$X_j = x_{j1}x_{j2} \ldots x_{jn}$,

poate fi considerată ca invers proporţională cu gradul de similaritate între cele două obiecte (fenomene) corespunzătoare.

Alegînd în plan o configuraţie oarecare formată din N puncte $Y_i = y_{i1}y_{i2}$ $(i = 1, 2, \ldots, N)$, se poate defini o eroare de reprezentare plană a datelor astfel:

$$E = c \sum_{j>i}^{N} \frac{(D_{ij} - d_{ij})^2}{D_{ij}}, \quad (2)$$

unde:

$$c = 1 \Big/ \sum_{j>i}^{N} D_{ij} \quad \text{şi} \quad d_{ij} = \sqrt{(y_{i1}-y_{j1})^2+(y_{i2}-y_{j2})^2}.$$

Aceasta arată cît de exact reproduce configuraţia plană structura originală a datelor, înţelegînd prin structura datelor ansamblul relaţiilor geometrice ce există între submulţimile de puncte din spaţiul n-dimensional. În cazul cînd $D_{ij} = d_{ij}$ pentru orice i şi j, atunci $E = 0$ şi configuraţia plană reproduce exact structura originală a datelor. Astfel de situaţii pot apărea în cazul datelor cu structură plană sau înlănţuită („string structure") În general însă, se obţine $E > 0$.

Pentru a se asigura o reproducere cît mai exactă a structurii datelor printr-o configuraţie plană de N puncte, se utilizează următoarea metodă iterativă de reducere a erorii E, ca funcţie de 2N parametri y_{ij} $(j = 1,2\,;\ i = 1, 2, \ldots, N)$:

$$y_{kl}^{(r+1)} = y_{kl}^{(r)} - K \cdot \Delta y_{kl}^{(r)}, \ (l = 1,2\,;\ k=1,2, \ldots, N), \quad (3)$$

unde:

r reprezintă numărul iteraţiei;

K — un factor ales empiric (0,3 sau 0,4);

$$\Delta y_{kl}^{(r)} = \frac{\partial E^{(r)}}{\partial y_{kl}} \Big/ \left| \frac{\partial^2 E}{\partial y_{kl}^2} \right|^{(r)}; \quad (4)$$

$$\frac{\partial E}{\partial y_{kl}} = -2c \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq k}}^{N} \frac{D_{kj} - d_{kj}}{D_{kj}d_{kj}} (y_{kl} - y_{jl}); \quad (5)$$

$$\frac{\partial^2 E}{\partial y_{kl}^2} = -2c \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq k}}^{N} \frac{1}{D_{kj}\, d_{kj}} \left[(D_{kj} - d_{kj}) - \right.$$

$$\left. - \frac{(y_{kl} - y_{jl})^2}{d_{kj}} \left(1 + \frac{D_{kj} - d_{kj}}{d_{kj}}\right)\right]. \quad (5')$$

Configuraţia plană iniţială poate fi aleasă sau la întîmplare sau proiectînd cele N puncte din spaţiul n-dimensional pe planul format de cele două axe pe care dispersia parametrilor obiectelor este maximă („maximum variance coordinate plane"). Procesul iterativ se încheie atunci cînd valoarea erorii E scade sub o limită impusă sau atunci cînd numărul de iteraţii depăşeşte o valoare impusă.

Clasificarea propriu-zisă este efectuată de operatorul uman care detectează grupările de puncte din configuraţia plană finală. Pentru aceasta se proiectează configuraţia finală pe ecranul unui tub catodic, iar operatorul delimitează clasele cu ajutorul unui creion optic („light-pen"), după care calculatorul extrage listele obiectelor pe clase.

Eficienţa metodei a fost demonstrată prin cîteva aplicaţii în care s-au utilizat atît date generate artificial, cît şi date reale (în clasificarea florilor de stînjenel şi într-o problemă de documentare automată).

Avantajele acestei metode faţă de alte metode de clasificare automată („clustering and clumping algorithms") sînt următoarele:

1. Metoda nu depinde de nici un fel de parametru de control (cum ar fi: măsura similarităţii, pragurile de similaritate, pragurile referitoare la creşterea sau descreşterea numărului de clase, numărul minim de puncte necesare pentru definirea unei clase etc.) care ar necesita informaţii apriorice asupra datelor.

2. Metoda este simplă şi eficientă chiar şi în cazul analizei datelor cu structuri foarte complexe.

3. Clasificarea propriu-zisă beneficiază de abilitatea deosebită a operatorului uman de a detecta şi identifica structuri plane. Evaluarea globală a structurii permite sesizarea existenţei claselor chiar şi atunci cînd ele nu sînt net separabile.

Metoda prezintă şi următoarele limitări:

1. Reprezentarea plană a structurilor multidimensionale extrem de complexe nu mai poate reproduce corect structura originală.

* Dacă nu sînt disponibile nici un fel de informaţii apriorice asupra datelor, nu există nici un motiv să se prefere alt tip de distanţă faţă de cea euclideană.

2. Numărul de obiecte ce pot fi analizate este limitat de capacitatea memoriei CN. Cînd se depăşeşte limita permisă, se pot însă utiliza tehnici de compresie a datelor, astfel încît numărul de date de analizat să scadă sub această limită.

3. În cazul cînd cei mai mulţi dintre parametrii ce caracterizează obiectele de clasificat au o utilitate discriminativă redusă în obţinerea clasificării, reprezentarea plană a datelor nu poate pune în evidenţă existenţa claselor.

2. Modificarea definiţiei erorii de reprezentare plană a datelor

Calculul celor $N_1 = N(N-1)/2$ distanţe D_{ij} poate fi efectuat o singură dată la începutul aplicării metodei. Matricea triunghiulară * a acestor distanţe este memorată sub formă de vector cu N_1 elemente. Pentru $N_{max} = 100$ sînt deci necesare $N_1 = 5000$ de locaţii de memorie în CN.

În cadrul fiecărei iteraţii trebuie să se determine şi cele N_1 distanţe d_{ij} pentru a putea calcula derivatele parţiale $\frac{\partial E}{\partial y_{ki}}$, $\frac{\partial^2 E}{\partial y_{kl}^2}$ şi eroarea E. Dacă CN are o capacitate suficient de mare a memoriei, matricea triunghiulară a distanţelor d_{ij} poate fi calculată şi memorată la începutul fiecărei iteraţii şi, în acest caz, numărul total de distanţe calculate pentru aplicarea completă a metodei este:

$$N_2 = N_1(I+1), \text{ unde } I \text{ este numărul de iteraţii.} \tag{6}$$

În caz contrar trebuie să se determine la fiecare iteraţie cîte $(N-1)$ distanţe d_{ij} pentru calculul fiecăreia din cele N perechi duble de derivate parţiale $\frac{\partial E}{\partial y_{ki}}$ şi $\frac{\partial^2 E}{\partial y_{kl}^2}$ $(l = 1,2,)$ şi N_1 distanţe d_{ij} pentru calculul lui E. Numărul total de determinări de distanţe va fi în acest caz:

$$N_2' = N_1 + I\left[N(N-1) + \frac{N(N-1)}{2}\right] = N_1(3I+1). \tag{7}$$

Deoarece pentru calculul fiecărei distanţe d_{ij} este necesară evaluarea unei rădăcini pătrate, operaţie care necesită un timp de calcul mult mai lung decît operaţiile aritmetice, determinarea acestor distanţe consumă o mare parte din timpul total de calcul.

De aceea, este mai raţional să se definească eroarea de reprezentare plană a datelor astfel încît ea să depindă de pătratele distanţelor d_{ij} sau să se utilizeze alte tipuri de distanţe, fără radicali (cum ar fi, de exemplu, distanţa Hamming).

* Nu se utilizează matricea completă $||d_{ij}||$ pentru a economisi memoria CN.

Prima din aceste soluţii a fost utilizată de autor în următoarele două variante.:

$$1.\ E_1 = c' \sum_{j>i}^{N} \frac{(D_{ij}^2 - d_{ij}^2)^2}{D_{ij}^2},\ \text{unde } c' = 1 \Big/ \sum_{j>i}^{N} D_{ij}^2; \tag{8}$$

$$2.\qquad E_2 = c \sum_{j>i}^{N} \frac{|D_{ij}^2 - d_{ij}^2|}{D_{ij}}. \tag{8'}$$

Varianta 1 se obţine înlocuind în E toate distanţele prin pătratele lor. Semnificaţia lui E_1 este de abatere pătratică ponderată a pătratelor distanţelor, iar semnificaţia lui E_2 este de abatere ponderată în valoare absolută a pătratelor distanţelor. În cele două formule, c şi c' reprezintă factori de scară.

Prin utilizarea formulelor (8) sau (8') timpul de calcul pe iteraţie se reduce cu aproximativ 50%, datorită eliminării calculului rădăcinilor pătrate şi simplificării calculului derivatelor parţiale.

Importanţa acordată erorilor individuale $\Delta_{ij} = d_{ij} - D_{ij}$ în formulele pentru E, E_1 şi E_2 poate fi analizată cu ajutorul graficului din figura 1.

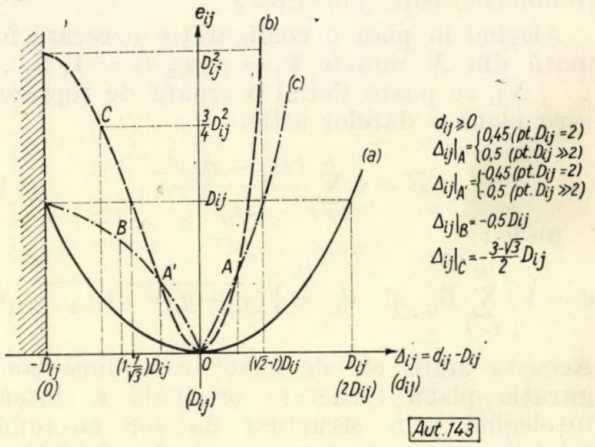


Fig. 1. Importanţa acordată erorilor individuale în cele trei formule ale erorii de reprezentare a datelor:

$$(a)\quad e_{ij} = \frac{(D_{ij}^2 - d_{ij}^2)}{D_{ij}} \qquad E = c \sum_{j>i}^{N} e_{ij};$$

$$(b)\quad e_{ij}^{(1)} = \frac{(D_{ij}^2 - d_{ij}^2)^2}{D_{ij}^2} = [e_{ij}^{(2)}]^2 \qquad E_1 = c' \sum_{j>i}^{N} e_{ij}^{(1)};$$

$$(c)\quad e_{ij}^{(2)} = \frac{|D_{ij}^2 - d_{ij}^2|}{D_{ij}} \qquad E_2 = c \sum_{j>i}^{N} e_{ij}^{(2)}.$$

Deşi curbele sînt trasate pentru cazul particular $D_{ij} = 2$, ele au totuşi o valabilitate generală, deoarece alura curbelor rămîne aceeaşi atunci cînd $D_{ij} > 2$ (exceptînd modificarea distanţelor dintre punctele caracteristice ale graficului) şi în spaţiul iniţial al datelor se poate face oricînd o transformare de scară (care nu modifică structura datelor), astfel încît să obţinem pentru orice pereche (i, j) $D_{ij} \geqslant 2$.

Din analiza celor trei curbe rezultă următoarele:

1. Pentru $d_{ij} > \frac{\sqrt{3}-1}{2} D_{ij} \cong 0{,}366\, D_{ij}$, panta caracteristicii (b) este mai mare decît panta caracteristicii (a), iar pentru $d_{ij} > 0{,}5\, D_{ij}$ şi panta caracteristicii (c) este mai mare decît a caracteristicii (a). De aici rezultă că derivatele parţiale $\frac{\partial e_{ij}^{(1)}}{\partial y_{kl}}$ şi $\frac{\partial e_{ij}^{(2)}}{\partial y_{kl}}$ sînt mai mari (în valoare absolută) decît $\frac{\partial e_{ij}}{\partial y_{kl}}$ în tot domeniul erorilor individuale pozitive ($d_{ij} > D_{ij}$) şi parţial în domeniul erorilor individuale negative:

$$\left|\frac{\partial e_{ij}^{(1)}}{\partial y_{kl}}\right| > \left|\frac{\partial e_{ij}}{\partial y_{kl}}\right|, \quad (k = i,\ j;\ l = 1,\ 2),$$

$$\text{pentru } \varepsilon_{ij} = \frac{|d_{ij} - D_{ij}|}{D_{ij}} < 63{,}4\%; \tag{9}$$

$$\left|\frac{\partial e_{ij}^{(2)}}{\partial y_{kl}}\right| > \left|\frac{\partial e_{ij}}{\partial y_{kl}}\right|, (k = i,\ j;\ l = 1,\ 2),$$

$$\text{pentru } \varepsilon_{ij} < 50\%. \tag{10}$$

Datorită acestui fapt, viteza de convergenţă a procesului iterativ de reducere a lui E_1 sau E_2 devine mai mare decît la reducerea iterativă a lui E, atunci cînd traiectoria urmată de soluţia iterativă (în spaţiul parametrilor y_{kl}) pătrunde într-unul din domeniile menţionate mai sus. Rezultatele experimentale au verificat această concluzie.

2. Importanţa acordată în E_1 erorilor negative mari creşte cu eroarea aproximativ pătratic (pînă în punctul C) la fel ca şi în E, iar în E_2 creşterea este mult mai lentă şi prin aceasta ponderea erorilor individuale medii şi mici în eroarea totală E_2 creşte.

3. Importanţa acordată fiecărei erori individuale în E şi E_2 este ponderată prin factorul D_{ij}, iar în E_1 prin D_{ij}^2. Astfel, erorile apărute pentru distanţele mari vor avea în E_1 o pondere mult mai însemnată decît în E şi E_2.

Observaţie. La alegerea soluţiei iniţiale se poate întîmpla ca două puncte i şi j din spaţiul datelor să apară confundate în plan. În acest caz $d_{ij} = 0$, eroarea individuală $\Delta_{ij} = -D_{ij}$ ($\varepsilon_{ij} = 100$ %), iar derivatele parţiale $\frac{\partial e_{ij}^{(1)}}{\partial y_{kl}}$ şi $\frac{\partial e_{ij}^{(2)}}{\partial y_{kl}}$, $(k = i, j;\ l = 1, 2)$, devin nule şi $\frac{\partial e_{ij}}{\partial y_{kl}}$ devine nedeterminată (0/0 în formula (5)). În [1] se precizează că au fost luate precauţii pentru prevenirea unor astfel de cazuri. Utilizarea formulelor (8) sau (8′) nu impune necesitatea nici unei astfel de precauţii, însă prezintă dezavantajul că, la iteraţia respectivă, deşi eroarea individuală este foarte mare, ea nu are nici o influenţă asupra modificării parametrilor y_{il} şi y_{jl} ($l = 1, 2$), din cauza valorilor nule ale derivatelor parţiale ce corespund acestei erori. Totuşi, existenţa celorlalte erori individuale referitoare la distanţele d_{ik} şi d_{jk}, $(k \neq i, j)$ determină modificări ale parametrilor y_{il} şi y_{jl}, astfel încît la iteraţia următoare punctele i şi j pot să nu mai apară confundate, iar derivatele parţiale ale erorii individuale $e_{ij}^{(1)}$ sau $e_{ij}^{(2)}$, devenind nenule, vor putea influenţa modificările ulterioare ale parametrilor y_{il} şi y_{jl}.

3. Reducerea erorii de reprezentare a datelor

Deoarece durata fiecărei iteraţii se reduce în cazul utilizării erorilor de reprezentare E_1 sau E_2, se poate include în metoda iterativă de reducere a acestor erori şi alegerea automată a valorii pasului de iterare. Prin aceasta se poate asigura o sporire importantă a vitezei de convergenţă, aşa cum reiese din aplicaţia dată în § 4.

Metoda propusă conţine următoarele etape:

1. Se transformă spaţiul iniţial al datelor astfel încît dispersiile tuturor parametrilor obiectelor de clasificat să fie aceleaşi. Fie:

$$\sigma_j = \sqrt{\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} x_{ij}^2 - \left(\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} x_{ij}\right)^2},$$

$$(j = 1,\ 2,\ \ldots,\ n) \tag{11}$$

dispersia parametrului j pe mulţimea celor N obiecte de clasificat. Transformarea:

$$x'_{ij} = \frac{\sigma_1}{\sigma_j} x_{ij}, \quad (i = 1,\ 2,\ \ldots,\ N;$$

$$j = 2,\ 3,\ \ldots,\ n) \tag{12}$$

produce un nou spaţiu n-dimensional al datelor, în care dispersiile tuturor parametrilor obiectelor de clasificat sînt egale cu σ_1. Prin această operaţie, importanţa parametrilor devine aceeaşi pentru procesul de clasificare.

2. Se proiectează datele în planul generat de axele x_{01} şi x_{02} ce corespund primilor doi parametri şi se obţine astfel configuraţia iniţială:

$$\begin{cases} y_{i1}^{(0)} = x_{i1} \\ y_{i2}^{(0)} = x'_{i2} \end{cases} \quad (i = 1,\ 2,\ \ldots N). \tag{13}$$

Această configuraţie formată din cele N proiecţii în plan ale datelor iniţiale trebuie modificată în continuare printr-un proces iterativ, astfel încît E_1 sau E_2 să se reducă cît mai mult. Pentru simplificarea expunerii vom nota în continuare eroarea de reprezentare în plan a datelor prin E, indiferent de varianta utilizată (E_1 sau E_2).

3. În cadrul iteraţiei r($r = 1, 2, \ldots$) se dau deviaţii coordonatelor y_{ij} astfel încît eroarea E

să descrească. Pentru aceasta se utilizează formula din metoda gradientului:

$$y_{ij}^{(r+1)} = y_{ij}^{(r)} + \Delta y_{ij}^{(r)}, \ (j = 1, 2; \ i = 1, 2, \ldots, N), \tag{14}$$

unde:

$$\Delta y_{ij}^{(r)} = - k^{(r)} \frac{\partial E^{(r)}}{\partial y_{ij}}. \tag{14'}$$

Coeficientul $k^{(r)}$ determină pasul de iterare şi se alege astfel încît să reducă eroarea de reprezentare $E^{(r+1)}$ cu cel puţin 1% faţă de $E^{(r)}$. Eroarea $E^{(r)}$ poate fi exprimată cu aproximaţie în funcţie de $E^{(r)}$ şi de deviaţiile $\Delta y_{ij}^{(r)}$, printr-o dezvoltare în serie Taylor în care se neglijează termenii de grad mai mare decît 1:

$$E^{(r+1)} \cong E^{(r)} + \sum_{i=1}^{N} \sum_{j=1}^{2} \frac{\partial E^{(r)}}{\partial y_{ij}} \Delta y_{ij}^{(r)} \tag{15}$$

sau ţinînd seamă de (14'):

$$E^{(r+1)} \cong E^{(r)} - k^{(r)} |\operatorname{grad} E^{(r)}|^2. \tag{15'}$$

Neglijarea termenilor de grad superior este justificată numai atunci cînd deviaţiile $\Delta y_{ij}^{(r)}$ sînt suficient de mici. Dacă se impune ca descreşterea lui $E^{(r)}$ să fie de 50%, se obţine din (15'):

$$k_0^{(r)} = \frac{E^{(r)}}{2 |\operatorname{grad} E^{(r)}|^2}. \tag{16}$$

Valoarea rezultată pentru $k_0^{(r)}$ poate produce în (14') deviaţii mari $\Delta y_{ij}^{(r)}$ şi în acest caz relaţia (15) devine incorectă, iar eroarea $E^{(r)}$ nu mai are o evoluţie controlabilă, ea putînd chiar să crească. Pentru a elimina o astfel de eventualitate, valoarea k_0^r rezultată din (16) se utilizează ca punct de plecare pentru alegerea convenabilă a lui $k^{(r)}$. Această alegere se poate efectua în două variante:

a) Se ia succesiv $k^{(r)} = k_0^{(r)}/2^p$ ($p = 0, 1, 2, \ldots,$), şi se calculează $y_{ij}^{(r+1)}$ şi $E^{(r+1)}$ pînă ce se obţine:

$$E^{(r+1)} \leqslant 0{,}99 \ E^{(r)}. \tag{17}$$

Dacă această condiţie este îndeplinită pentru o valoare $p \leqslant 10$, se trece la iteraţia următoare. În caz contrar se ia decizia de oprire a calculelor şi se afişează configuraţia plană obţinută la pasul (r).

b) Se ia succesiv $k^{(r)} = k_0^{(r)}/2^p$ ($p = 0, 1, 2, \ldots$), şi se calculează $y_{ij}^{(r+1)}$ şi $E^{(r+1)}$ pînă ce se obţine o valoare minimă pentru $E^{(r+1)}$. Dacă această valoare îndeplineşte condiţia (17), se trece la iteraţia următoare. În caz contrar se ia decizia de oprire a calculelor şi se afişează configuraţia plană obţinută la pasul (r). În această variantă nu este necesară limitarea superioară a valorii lui p, deoarece, de la o anumită valoare p_1, $k^{(r)}$ devine suficient de mic, astfel încît relaţia (15') să fie îndeplinită cu o precizie foarte bună, şi prin urmare se obţine $E^{(r+1)}_{(p=p_1+1)} > E^{(r+1)}_{(p=p_1)}$ (fig. 2) şi procesul de căutare se opreşte automat.

Alegerea automată a pasului de iterare şi utilizarea formulelor E_1 sau E_2 asigură reducerea numărului de iteraţii ce trebuie efectuate în cadrul metodei. Complicarea fiecărei iteraţii prin necesitatea de a calcula în mod repetat eroarea $E^{(r+1)}$(pentru diferite valori ale lui p) este compensată prin eliminarea calculului rădăcinilor pătrate (care simplifică mult calculul erorii de reprezentare şi al derivatelor parţiale de ordinul 1) şi prin eliminarea calculului derivatelor parţiale de ordinul 2.

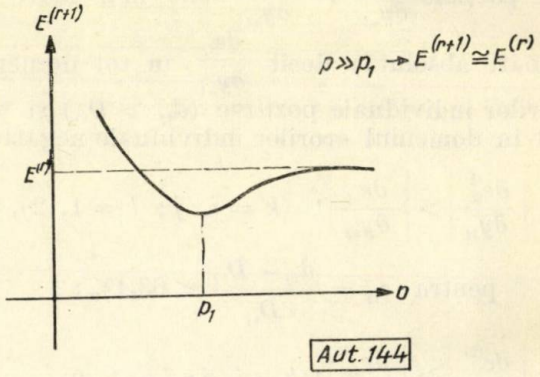


Fig. 2. Dependenţa erorii $E^{(r+1)}$ de valoarea lui p.

Metoda propusă prezintă deci următoarele avantaje faţă de metoda lui J. Sammon:

1. nu conţine nici un element ales empiric (cum este factorul K în (3));

2. asigură o convergenţă mai rapidă a calculelor;

3. conţine un criteriu mai raţional de terminare a calculelor, conform relaţiei:

$$E_{min}^{(r+1)} > 0{,}99 E^{(r)} \rightarrow \text{STOP}. \tag{18}$$

Criteriul (18) este foarte potrivit pentru a decide oprirea calculelor din următoarele motive:

— eroarea de reprezentare plană a datelor tinde spre zero sau spre valori mult mai mici decît 1 numai în cazul unor mulţimi de date cu structură plană sau înlănţuită („string structure"), care constituie cazuri cu totul particulare în practică;

— reducerea erorii de reprezentare cu cîteva procente prin efectuarea a zeci de iteraţii are o utilitate îndoielnică deoarece îmbunătăţirea calitativă obţinută în redarea structurii datelor este neînsemnată, iar consumul de timp de calcul este inadmisibil de mare.

4. Simularea sistemului on-line de clasificare automată

După luarea deciziei de terminare a calculelor, configuraţia plană a celor N puncte ce corespund obiectelor de clasificat este înscrisă (prin translaţii şi transformări de scară) în interiorul unui pătrat de dimensiuni 30 × 30 şi este tra-

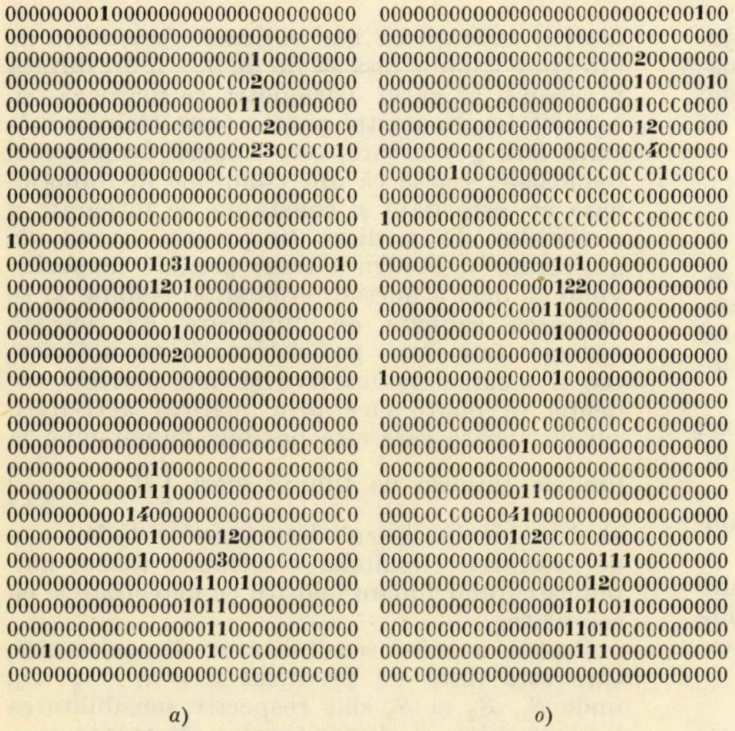
sată la imprimantă astfel încît, în fiecare din cele 900 de pătrate unitare componente, să apară notat numărul de puncte ce au fost înscrise în interiorul pătratului unitar respectiv (fig. 3).

Poziţia pătratelor unitare poate fi precizată printr-o pereche de numere cuprinse între 10 şi 39, care reprezintă abscisa şi ordonata corespunzătoare. După terminarea afişării se extrage pe cartele perforate tabela de corespondenţă între obiecte şi coordonatele pătratelor unitare în care sînt ele înscrise.

Clasele sînt detectate vizual ca grupări de puncte (în fig. 3, *a* şi *b* se observă clar existenţa a nouă clase, dintre care cinci sînt puncte izolate) şi apoi sînt înscrise în dreptunghiuri de dimensiuni cît mai reduse şi avînd laturile paralele cu cele două axe.

Stabilirea apartenenţei obiectelor la clase se realizează cu un program separat (partea a II-a a programului principal) care necesită următoarele date iniţiale:

— obiectele de clasificat $X_i = x_{i1}x_{i2} \ldots x_{in}$;



a) *o)*

Fig. 3. Exemple de afişare a reprezentării plane a datelor.

OBIECTELE DE CLASIFICAT

1	−11	81	14	−65
2	− 7	45	13	−58
3	− 6	70	17	−50
4	13	60	15	−52
5	− 9	95	18	−52
6	−12	94	15	−62
7	−16	86	16	−44
.....				
54	−78	18	−84	−85
55	−59	36	95	98

a)

CLASA NR. 3 N=12

39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50

PARAM	SGM	MED	MIN	MAX
1	2.95	33.33	29.00	38.00
2	12.77	−29.58	−47.00	−10.00
3	6.12	48.58	40.00	58.00
4	10.94	52.67	33.00	68.00

b)

Fig. 4. Exemplu de date extrase de programul de clasificare.

— tabela de corespondenţă extrasă pe cartele perforate după efectuarea primei părţi a programului;

— numărul de clase;

— coordonatele vîrfurilor dreptunghiurilor în care au fost înscrise clasele de către operatorul uman.

În afară de clasificarea propriu-zisă, partea a doua a programului determină şi anumite caracteristici ale claselor cum ar fi: valoarea medie, dispersia şi valorile extreme ale fiecărui parametru pentru fiecare clasă în parte.

După extragerea la imprimantă a listei obiectelor de clasificat, se extrag clasele şi caracteristicile lor (fig. 4).

Metoda Sammon şi metoda propusă în acest articol au fost utilizate pentru clasificarea unor date generate artificial, care conţin 55 de obiecte caracterizate prin cîte patru parametri fiecare (fig. 4, *a*). Primele 50 de obiecte formează patru clase distincte, iar restul de cinci constituie obiecte „izolate". Programul pentru ambele metode a fost scris în limbajul FORTRAN IV şi a fost rulat pe un CN I.B.M. 360/30.

Metoda propusă în §3 a redus eroarea E_1 cu 88,5% după 15 iteraţii (timpul de calcul $\cong$ 10 min, iar configuraţia obţinută este reprodusă în fig. 3, a) şi eroarea E_2 cu 70% după 15 iteraţii (timpul de calcul $\cong$ 10 min, iar configuraţia obţinută este reprodusă în fig. 3, b). Alegerea automată a pasului de iterare s-a efectuat conform variantei a), iar numărul mediu de căutări pentru o iteraţie a fost egal cu 2(procesul de căutare a fost început la fiecare iteraţie de la valoarea $k^{(r)} = k_0^{(r)}/2$). Metoda Sammon a produs o configuraţie asemănătoare celei din figura 3, a după 50 de iteraţii (timpul de calcul $\cong$ 38 min).

5. Concluzii

Metoda de clasificare automată propusă în acest articol prezintă o serie de avantaje suplimentare faţă de metoda lui J. Sammon, aşa cum s-a arătat în §3. Limitările menţionate în §1 pentru metoda Sammon rămîn valabile şi pentru această nouă variantă.

Metoda este deosebit de utilă pentru identificarea distribuţiilor statistice multimodale n-dimensionale (cu $n>2$), atunci cînd nu există a priori nici un fel de informaţii referitoare la aceste distribuţii. Pe lîngă identificarea modurilor şi clasificarea propriu-zisă, metoda permite şi stabilirea unor criterii de clasificare exprimabile ca funcţii de parametrii obiectelor de clasificat.

Posibilităţile de aplicare concretă a metodei sînt vaste şi extrem de diverse. Astfel pot fi menţionate următoarele cîteva domenii de aplicabilitate : clasificări de obiecte sau fenomene geologice, biologice, antropologice şi sociologice, clasificarea situaţiilor în procesele tehnologice, clasificarea dispozitivelor complexe (tuburi electronice, secţiuni de cabluri de telecomunicaţii etc.).

BIBLIOGRAFIE

[1] Sammon, J. W. *A nonlinear mapping for data structure analysis.* In : IEEE trans. on computers, mai 1969, p. 401—409.

[2] Bumbaru, S., Ceangă, E., Bivol, I. *Self-learning classifier for data analysis.* VI-th yougoslav international symposium on information processing, Bled, sept 1970.

Ing. G. IONESCU, ing. TH. DĂNILĂ şi ing. C. CĂLIN

Aparat pentru măsurarea şi înregistrarea grosimilor cu ajutorul radiaţiilor ionizante

Aparatul pentru măsurarea grosimilor cu ajutorul izotopilor radioactivi este destinat măsurării grosimii foliilor subţiri de cupru, avînd grosimi de 30 — 70 μm. Aparatul trebuie să asigure o măsurare :

a) de la distanţă şi fără contact ;
b) fără perturbarea procesului controlat ;
c) în mod continuu.

Folosirea radiaţiilor ionizante, emise de izotopii radioactivi, permite efectuarea unor asemenea măsurări ale mărimilor fizice, detectorul de radiaţii transformînd informaţia cerută într-un semnal electric, ceea ce permite :

a) amplificarea şi transformarea acestuia ;

b) indicarea continuă a rezultatelor, cu ajutorul unui instrument de măsură ;

c) înregistrarea continuă a rezultatelor obţinute, cu ajutorul unui inscriptor.

Dispozitivul construit trebuie să permită obţinerea unei bune precizii, să fie sensibil şi să aibă inerţie mică. Cum eroarea unui cadenţmetru este dată de relaţia :

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{2R\tau}} \qquad (1)$$

unde :

R este viteza de numărare (cadenţa) detectorului de radiaţii ;
τ — constanta de timp a circuitului de integrare ;
δ — eroarea relativă de măsurare a mărimii date (care este egală cu eroarea de măsurare a cadenţei),

rezultă că, pentru a avea o precizie bună, trebuie să folosim constante de integrare cît mai mari şi cadenţe cît mai ridicate. Constanta de integrare trebuie însă să fie de 3 — 5 ori durata procesului ai cărui parametri se măsoară şi, întrucît durata acestui proces (care trebuie măsurat fără perturbare) este impusă de procesul tehnologic, reiese că din condiţiile de funcţionare ne este dată şi constanta de integrare a circuitului de mediere (impropriu numit de „integrare"). Pentru a mări precizia dispozitivului (şi deci a micşora eroarea δ) trebuie să se mărească cadenţa de numărare R ; această cadenţă este însă proporţională cu activitatea Λ a sursei radioactive şi deci mărirea cadenţei se poate face prin mărirea activităţii sursei, mărire care este posibilă numai pînă la limitele impuse de timpul mort $\left(R_{max} = \frac{1}{5\tau}\right)$ al detectorului (cazul detectoarelor G.M.) sau de saturarea circuitelor electronice (cazul amplificatoarelor liniare folosite cu detectoarele cu scintilaţie).

Pentru a mări sensibilitatea dispozitivului, care este dată de produsul $S = S_1 \cdot S_2 \cdot S_3$, unde S_1, S_2 şi S_3 sînt respectiv sensibilitatea traductorului, a dispozitivului electronic şi a traductorului de citire (care traduce mărimea electrică în indicaţia unui instrument sau înregistrarea unui inscriptor), rezultă că ar trebui să mărim toate cele trei sensibilităţi. Prin definiţie, prin sensibilitatea traductorului se înţelege raportul dintre variaţia de tensiune produsă la ieşirea acestuia şi variaţia procentuală a grosimii obiectului măsurat, adică :

$$S_1 = \frac{\Delta U(\text{volţi})}{\frac{\Delta x}{x}(\%)}. \qquad (2)$$

În cazul radiaţiilor ionizante este însă valabilă legea de atenuare exponenţială $\Phi = \Phi_0 e^{-\mu x}$, unde Φ_0 este fluxul incident de radiaţii ionizante, iar Φ — fluxul transmis de materialul de grosime x şi de factor de atenuare μ; curentul I produs în detector depinde însă de curentul de repaus I_0 tot după aceeaşi lege exponenţială, $I = I_0 e^{-\mu x}$, de unde rezultă $\Delta I = -\mu \Delta x \cdot I_0 e^{-\mu x} = -\mu \Delta x \cdot I$, iar tensiunea de intrare va fi $\Delta U = r\Delta I = -\mu \Delta x \cdot Ir$; de aici rezultă pentru sensibilitatea traductorului:

$$S_1 = -\frac{\mu \Delta x \cdot Ir}{\frac{\Delta x}{x}} = -\mu r I_0 x e^{-\mu x}. \qquad (3)$$

Anularea derivatei $\frac{ds}{dx} = 0$ arată că sensibilitatea este maximă pentru grosimea $x = \frac{1}{\mu}$, ceea ce permite alegerea sursei celei mai convenabile pentru a măsura o grosime dată.

Sensibilitatea dispozitivului electronic, S_2, se confundă de fapt cu amplificarea globală a dispozitivului, fiind o mărime adimensională. Sensibilitatea S_3 a indicatorului poate fi scrisă la rîndul ei ca raportul dintre numărul de diviziuni de deviaţie (sau unghiul de deviaţie) şi variaţia de tensiune care o produce. Rezultă că sensibilitatea globală a dispozitivului va fi:

$$S = -\mu r I_0 x e^{-\mu x} A S_3, \qquad (4)$$

fiind la rîndul ei o mărime adimensională care se exprimă în diviziuni de scală, pe procent de abatere a mărimii măsurate.

Teoretic, sensibilitatea dispozitivului ar putea fi deci mărită oricît. Practic însă, o dată cu creşterea masivă a amplificării, apar fenomene de nestabilitate care pot duce la scoaterea din funcţiune a montajului. Stabilizarea montajului se face introducînd în circuit o reacţie negativă, care însă limitează amplificarea maximă posibilă $A' = \frac{A}{1 + kA}$ (unde k este gradul de reacţie) la valoarea $\frac{1}{k}$. Gradul de reacţie ales nu poate fi însă prea mic, tocmai din cauză că în acest caz nu ar mai stabiliza montajul. Evident, obţinerea unei inerţii mici este legată de inerţia elementelor din circuit, mai ales a celor care conţin părţi mecanice, ca de exemplu instrumentul de măsură la care inerţia este dată de echipajul mobil mecanic, inscriptorul mecanic care nu poate urmări variaţii oricît de rapide etc. Inerţia montajului electronic (micşorarea vitezei de răspuns) este însă legată de constanta de timp mare a circuitului de timp a circuitului de mediere (integrare), care este dictată de funcţionarea ansamblului sau a mărimii controlate, întrucît dacă constanta de timp a circuitului de mediere este prea mare, circuitul nu mai poate urmări (media) variaţiile rapide în timp ale mărimii de măsurat. Eroarea maximă permisă impune apoi cadenţa etc. Orice încercare de a micşora forţat inerţia globală a dispozitivului datorită medierii conduce la apariţia unor fenomene de nestabilitate, care se adaugă instabilităţii datorite fluctuaţiilor statistice. Din această cauză, singura cale de a micşora inerţia dispozitivului (de a mări viteza de răspuns) constă în a mări gradul de reacţie, ceea ce ar putea duce însă la micşorarea sensibilităţii dispozitivului, micşorare de sensibilitate care poate fi recuperată numai pe seama unei creşteri ulterioare a amplificării globale a circuitelor.

Principala cerinţă pe care trebuie să o îndeplinească un astfel de dispozitiv este însă siguranţa în funcţionare. Dacă un element de măsură poate ieşi din funcţiune fără a perturba procesul tehnologic ai cărui parametri se măsoară, ieşirea din funcţiune a unui element de măsură (sau control) care comandă prin semnalele sale de ieşire însuşi procesul tehnologic poate avea urmări grave, ca de exemplu perturbaţii ale procesului tehnologic sau chiar avarii. De aceea, deşi dispozitivul construit este în prezent folosit numai ca element de măsură, s-au prevăzut toate elementele necesare asigurării unei siguranţe în funcţionare de, practic, 100%. Astfel, nu au fost folosite de loc tuburi electronice, aparatura fiind complet transistorizată; toate etajele au fost protejate prin filtre suplimentare, pentru a evita orice reacţii nedorite. S-au prevăzut stabilizatoare de tensiune şi diode pentru preluarea saltu-rilor nedorite de tensiune, accidentale sau inerente funcţionării montajului etc.

Schema bloc aleasă prevede construirea unui preamplificator care să producă la ieşire o tensiune de semnal de circa 0,05 pînă la 0,5 V, care să poată fi trimisă pe un cablu la aparatul propriu-zis, aflat la cîţiva metri distanţă (se evită în felul acesta apropierea de sursa radioactivă). Preamplificatorul permite mărirea amplitudinii semnalelor produse de detector (de la zeci de mV pînă la cîţiva volţi, în funcţie de tipul detectorului), adaptînd şi impedanţa de ieşire a detectorului la impedanţa cablului. Urmează apoi blocul de alimentare şi măsurare, care conţine şi sursele de înaltă (pînă la 2kV) şi de joasă (—12 V) tensiune. În cele ce urmează se descriu construcţia în funcţionarea aparatului.

1. Schema bloc a aparatului

În figura 1 este prezentată schema bloc a aparatului de măsurat grosimi, bazat pe retroîmprăştierea radiaţiilor beta, construit de noi.

Sursa inelară *2* de $St^{90} + Y^{90}$, cu o activitate de 4,4 μCi, emite radiaţii β cu o energie de maximum 2,27 MeV, care, ajungînd la folia *1*, sînt în parte retroîmprăştiate. O parte din radiaţiile retroîmprăştiate ajung la detectorul Geiger-Müller cu fereastră *3* de tip B—34—M3 (producţie I.F.A.), care este alimentat cu o

tensiune de 1 650 V de la o sursă de înaltă tensiune *12* şi produce impulsuri negative, a căror cadenţă este proporţională cu intensitatea radiaţiei retroîmprăştiate de către folie.

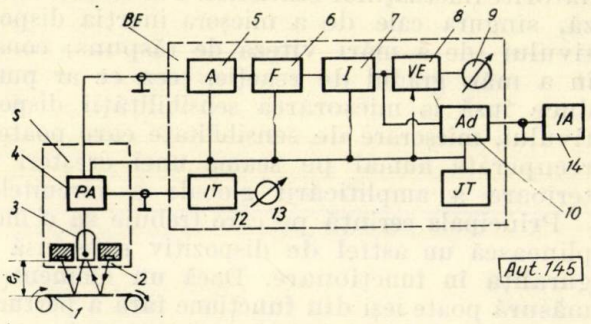


Fig. 1. Schema bloc a aparatului pentru măsurarea grosimilor.

După amplificare de către preamplificatorul *4* şi amplificatorul *5*, impusurile declanşează circuitul de formare *6*, la ieşirea căruia se obţin impulsuri standard. Aceste impulsuri sînt mediate de către etajul *7*, la ieşirea căruia se obţine o tensiune continuă, proporţională cu cadenţa impulsurilor furnizate de către detector. Această tensiune este măsurată cu ajutorul voltmetrului electronic *8* şi cu instrumentul de măsurat *9*, acţionînd totodată, prin intermediul etajului de adaptare *10*, inscriptorul automat *14*.

Circuitele electronice fiind în întregime transistorizate, se realizează o schemă compactă, cu un consum redus şi de dimensiuni reduse, o bună siguranţă în funcţionare etc. S-au folosit numai piese fabricate în ţară.

Sonda de măsurat este formată dintr-un cărucior care se poate deplasa pe întreaga lăţime a foliei, rulînd pe două şine solidare cu sistemul de role peste care trece folia întinsă.

În partea inferioară se află sursa inelară de $Sr^{90} + Y^{90}$, de 4,4 μCi activitate, depusă electrolitic pe un inel de aluminiu cu diametrul de 50/60 (fig. 2).

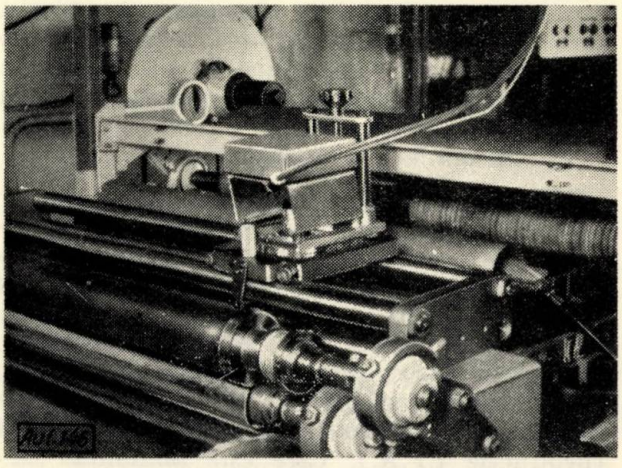


Fig. 2. Sonda de măsură.

2. Relaţia viteză de numărare-grosime

Viteza de numărare dată de detectorul de radiaţii ce înregistrează radiaţiile emise de sursa de activitate Λ, retroîmprăştiate de folia de grosime x, va fi:

$$R = g(x)\cdot\Lambda, \tag{5}$$

unde g este un factor numit „de detectare", care leagă cele două mărimi şi are următoarea expresie aproximativă [1]:

$$g = \frac{\Omega_{retro}}{4\pi}\cdot\frac{\Omega_{det}}{2\pi}\rho_0(1-0^{-2\mu x})e^{-\mu_a(g_1+g_2)}\cdot f_{retro}\cdot f_{as}\cdot\varepsilon\cdot S_\beta, \tag{6}$$

în care:

Ω_{retro} este unghiul solid sub care sursa „vede" suprafaţa de retroîmprăştiere (egală aproximativ cu suprafaţa avînd ca diametru dublul diametrului sursei) [1, 2];

Ω_{det} — unghiul solid sub care diferitele puncte ale foliei „văd" fereastra detectorului;

μ_a — coeficientul de absorbţie al aerului pentru radiaţia folosită;

g_1 şi g_2 — distanţele sursă-folie şi folie-detector, pe drumul minim considerat ca fiind parcurs de o particulă retroîmprăştiată;

f_{retro} — factorul de creştere al intensităţii radiaţiilor prin retroîmprăştiere pe suport;

f_{as} — factorul de autoabsorbţie al radiaţiilor în însăşi grosimea sursei;

T — transmisia ferestrei detectorului;

ε — eficacitatea detectorului;

S_β — factorul schemei de dezintegrare al radionuclidului care constituie sursa de radiaţie.

Se observă că mărimile care intervin în relaţia (3) sînt valori aproximative sau medii, rezultînd din integrarea pe toată suprafaţa foliei şi a sursei şi pentru toate valorile energiei particulelor.

Dacă se păstrează aceleaşi condiţii geometrice, însă folia are o grosime corespunzătoare retroîmprăştierii de saturaţie (teoretic infinită, practic superioară valorii de 0,2 mm pentru o sursă de $Sr^{90} + Y^{90}$ şi folie de cupru), viteza de numărare dată de detector va fi:

$$R_0 = g_0\Lambda \tag{5'}$$

Notînd:

$$g = g_0(1 - e^{-2\mu x}), \tag{7}$$

rezultă:

$$R = R_0(1 - e^{-2\mu x}), \tag{8}$$

de unde se poate determina grosimea foliei:

$$x = -\frac{1}{2\mu}\ln\left(1 - \frac{R}{R_0}\right), \tag{9}$$

care depinde exclusiv de valoarea raportului dintre viteza de numărare obţinută prin retroîm-

prăştierea pe folie de măsurat şi viteza de numărare obţinută pentru retroîmprăştierea de saturaţie.

3. Construcţia şi funcţionarea schemei

Preamplificatorul. Preamplificatorul (fig. 3) are sarcina de a amplifica semnalul de amplitudine relativ coborîtă obţinut la ieşirea detectorului de radiaţii în condiţiile unui zgomot cît mai redus. Din aceste motive, primul etaj al preamplificatorului (T_1) este un repetor pe emitor lucrînd cu un curent de colector redus (circa 0,4 mA; se ştie că majoritatea transistoarelor de tip drift au zgomotul minim la un curent cuprins între 0,3 şi 0,5 mA).

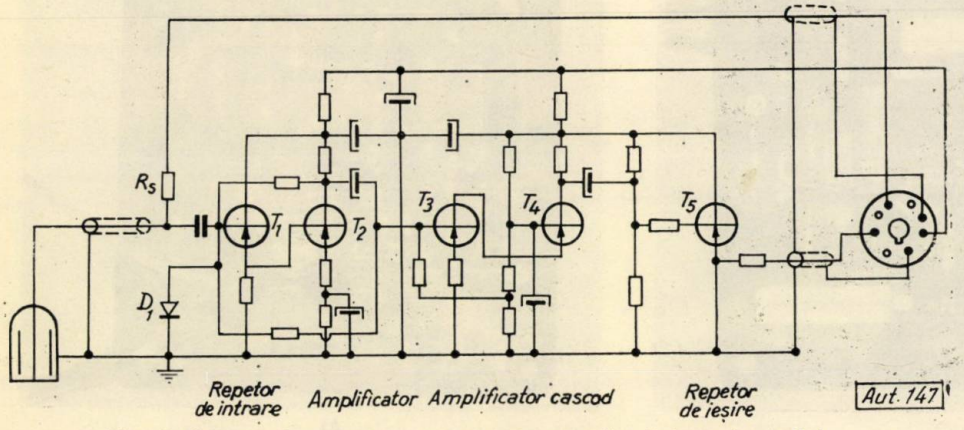


Fig. 3. Schema de principiu a sondei de măsură a betagrosimetrului.

Dioda D_1 are rolul de a proteja transistorul T_1 împotriva salturilor pozitive de tensiune (mai ales la pornire).

Primul etaj are de asemenea rolul de a asigura o impedanţă de intrare cît mai mare, deoarece această rezistenţă de intrare împreună cu rezistenţa R_s constituie sarcina detectorului.

Etajul echipat cu transistorul T_2 este un amplificator de bandă largă. Reacţia negativă introdusă în emitor contribuie atît la lărgirea benzii, cît şi la mărirea impedanţei de intrare (se observă că impedanţa sa de intrare şuntează sarcina etajului T_1).

Pentru compensarea efectelor capacităţii parazite care şuntează sarcina detectorului din colectorul transistorului T_2 este adusă la intrare o tensiune de reacţie care scade cu frecvenţa. Prin aceasta, pe măsură ce semnalul de intrare scade datorită capacităţii parazite, scade şi reacţia negativă, astfel încît banda de frecvenţă din colectorul transistorului T_2 creşte.

Prin acest procedeu este anihilat în parte şi efectul de şuntare al rezistenţei de sarcină a transistorului T_2, de către capacitatea parazită, existentă în acest loc.

Prin corecţia caracteristicii de amplitudine a etajelor echipate cu transistoarele T_1 şi T_2 se asigură, la intrarea etajului T_3, impulsuri cu performanţe corespunzătoare. Etajele care urmează sînt amplificatoare obişnuite de bandă largă.

Astfel, etajul echipat cu transistorul T_3 este un repetor pe emitor care asigură o impedanţă de intrare ridicată (pentru a nu şunta sarcina etajului T_2) şi o bandă largă.

Etajul echipat cu transistorul T_4 este un etaj amplificator de bandă largă folosind transistorul în conexiunea *BC*.

Stabilitatea deosebită şi performanţele superioare obţinute cu etajele T_3 şi T_4 apar evidente dacă se observă că transistoarele T_3 şi T_4 constituie de fapt un montaj cascod.

Etajul T_5 este un repetor pe emitor care asigură o sarcină minimă pentru etajul precedent, realizînd şi o adaptare aproximativă cu impedanţa de sarcină coborîtă a cablului coaxial (de fapt, cablul, în acest caz, nu este adaptat, dar lucrează pe o impedanţă coborîtă de circa 300 Ω).

Deşi semnalul de la ieşirea peramplificatorului are o amplitudine destul de mare (circa 0,1 — 0,5 V), este necesară utilizarea unui cablu coaxial (ecranat) pentru protecţia împotriva paraziţilor care ar putea fi trataţi ca semnal util.

Din acelaşi motiv, întregul preamplificator trebuie protejat împotriva paraziţilor prin ecranare.

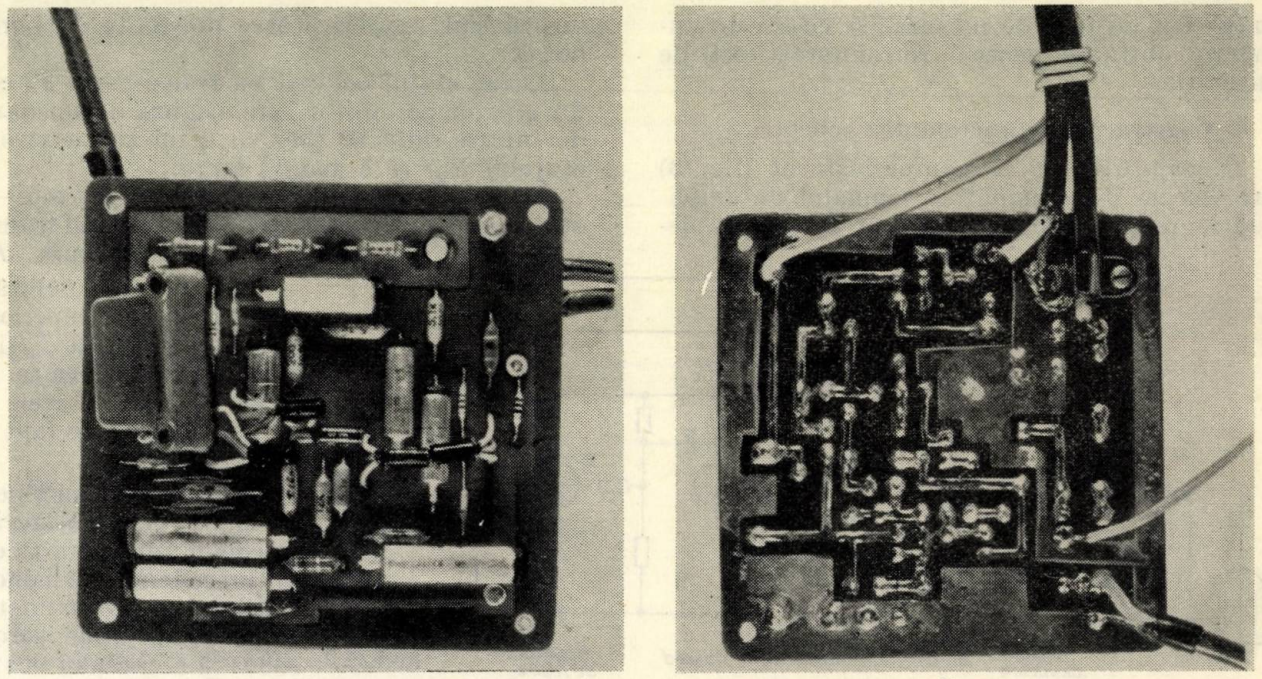
Performanţele superioare ale acestui preamplificator au fost asigurate şi printr-o construcţie compactă şi îngrijită, aşa cum rezultă din figura 4.

Fiind un bloc funcţional independent, preamplificatorul este amplasat în imediata vecinătate a detectorului, cu care formează un corp compact (aşa-numita „sondă de măsură"). În acest mod se asigură o capacitate parazită minimă pentru sarcina detectorului şi capacităţi parazite minime în montaj, precum şi o ecranare satisfăcătoare a ansamblului detector-preamplificator.

O măsură suplimentară pentru protecţia împotriva paraziţilor şi a oscilaţiilor parazite o constituie ecranarea cablului de legătură dintre detector şi preamplificator.

Blocul de amplificare şi măsurare. Deoarece amplitudinea semnalului de la intrarea acestui bloc este insuficientă pentru declanşarea etajului de formare, în schemă a fost prevăzut un amplificator echipat cu transistoarele T_6 şi T_7 (fig. 5).

Etajul T_6 este un repetor pe emitor care asigură o impedanţă de intrare mare şi o bandă largă. Etajul T_7 este un etaj de amplificare cu baza la masă, avînd în consecinţă banda largă.



a) b)

Fig. 4. Preamplificatorul.

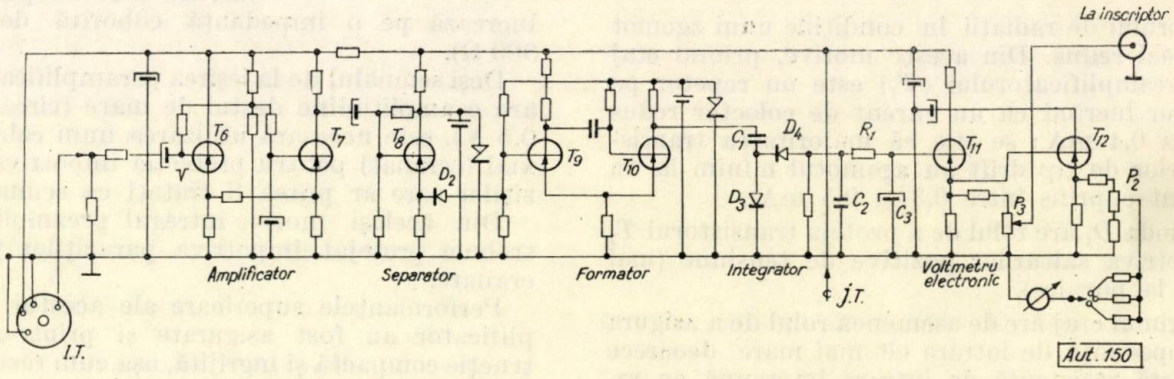


Fig. 5. Schema de principiu a blocului electronic al betagrosimetrului.

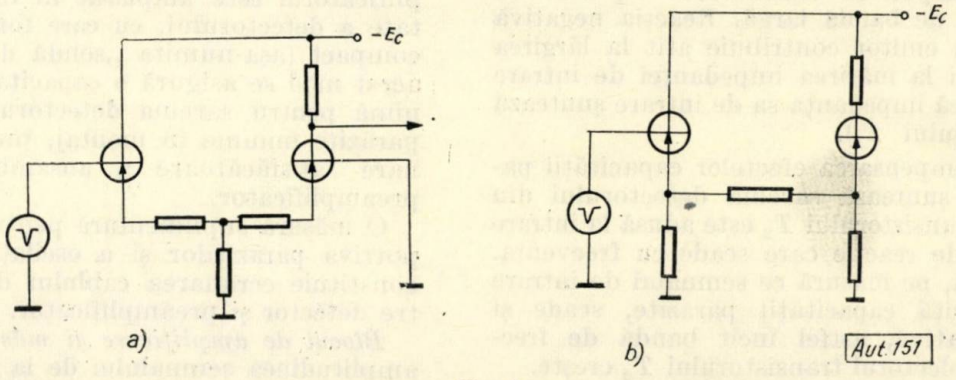


Fig. 6.

Etajele T_6 şi T_7 constituie de fapt un montaj diferenţial. Acest lucru reiese clar din figura explicativă (simplificată) 6, dacă se modifică circuitul în T dintre emitori şi masă, transformîndu-l într-un circuit π, aşa cum este în schema finală (fig. 6, b) (în figura 6 nu a fost reprezentat circuitul de polarizare al bazelor).

Etajul echipat cu transistorul T_8 este un repetor pe emitor care separă etajul de formare de amplificator. Dioda D_2 asigură limitarea zgomotului şi a semnalelor parazite, lăsînd să treacă doar impulsurile de comandă.

Etajul de formare, echipat cu transistoarele T_9 şi T_{10}, furnizează la ieşire impulsuri stan-

dardizate atunci cînd la intrare sosesc impulsuri aleatorii (provenite de la detectorul de radiaţii).

Diodele D_3 şi D_4, împreună cu condensatoarele C_1 şi C_2, axează aceste impulsuri şi le mediază, constituind „circuitul de mediere".

Circuitul $R_1 - C_3$ integrează impulsurile obţinute pe condensatorul C_2, făcînd parte de asemenea din circuitul de mediere.

Timpul de măsurare permis fiind relativ mare (de ordinul secundelor), s-a ales o constantă de timp a circuitului de mediere (integrare) de ~1 s (180 μF cu 47 kΩ), ceea ce permite o stabilizare foarte bună a răspunsului, procesul controlat necesitînd acţionarea dispozitivului abia la intervale de timp de ordinul cîtorva secunde.

Etajul de ieşire pentru inscriptor (care este echipat cu transistorul T_{11}) realizează şi separarea dintre blocul de amplificare-formare şi etajul de măsură.

Etajul de măsură echipat cu transistorul T_{12} este de asemenea un repetor pe emitor. S-a adoptat această schemă pentru ca voltmetrul de măsură astfel constituit să aibă o impedanţă cît mai ridicată. În felul acesta este exclusă influenţa circuitului de măsură asupra inscriptorului.

Pentru a reduce la minimum eventualele erori, etajele T_8, T_9 şi T_{10} au fost alimentate prin stabilizatoare parametrice separate (diode Zenner DZ308).

Pentru adaptarea corectă a inscriptorului a fost prevăzut potenţiometrul P_3, care permite reglarea sensibilităţii (scării) inscriptorului.

Blocul a fost realizat sub forma unor circuite imprimate standard.

Sursele de alimentare de J. T. şi I. T. sînt de tipul clasic (pentru J. T. : redresor stabilizat, serie, cu element de control paralel; pentru I.T. : oscilator de audiofrecvenţă, cu redresarea şi filtrarea tensiunii obţinute pe o înfăşurare suplimentară a transformatorului oscilatorului).

4. Descrierea aparatului

Panoul frontal are aspectul din figura 7 şi este prevăzut cu un instrument pentru măsurarea înaltei tensiuni (200 μA), precum şi cu un potenţiometru pentru reglarea acestei tensiuni (potenţiometrul din stînga sus).

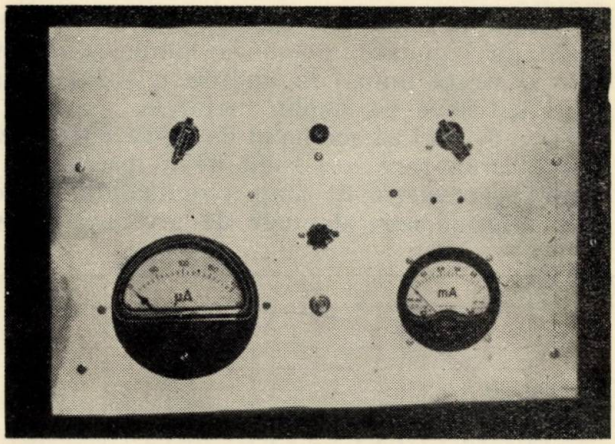


Fig. 7. Panoul frontal.

Instrumentul din dreapta jos (mA) indică un curent ce depinde de grosimea foliei. Comutatorul din dreapta sus permite schimbarea sensibilităţii acestui instrument.

Pe panou mai apar întreruptorul de reţea, siguranţa de reţea şi un bec indicator al tensiunii de alimentare.

5. Etalonarea indicatorului de grosimi şi verificări experimentale

În figura 8 se poate vedea o curbă de înregistrare a grosimilor, la două tensiuni de alimentare a detectorului (1 580 şi 1 650 V) pentru o folie cu o grosime de circa 40 μ (porţiunile 1 şi 2). În punctul 3 a fost introdusă o placă de cupru, reglîndu-se deviaţia la potenţiometrul înregistrator, pentru ca grosimii de saturaţie la retroîmprăştiere să-i corespundă deviaţia maximă, care a fost apoi înregistrată în porţiunea 4. În zona 5 a fost înregistrată o grosime de circa 35μ de cupru etc. În scopul realizării acestei înregistrări a fost corodată în mod special o folie de cupru. Remarcăm că potenţiometrul înregistrator are un amplificator de eroare care a dus la creşterea indicaţiei abate-

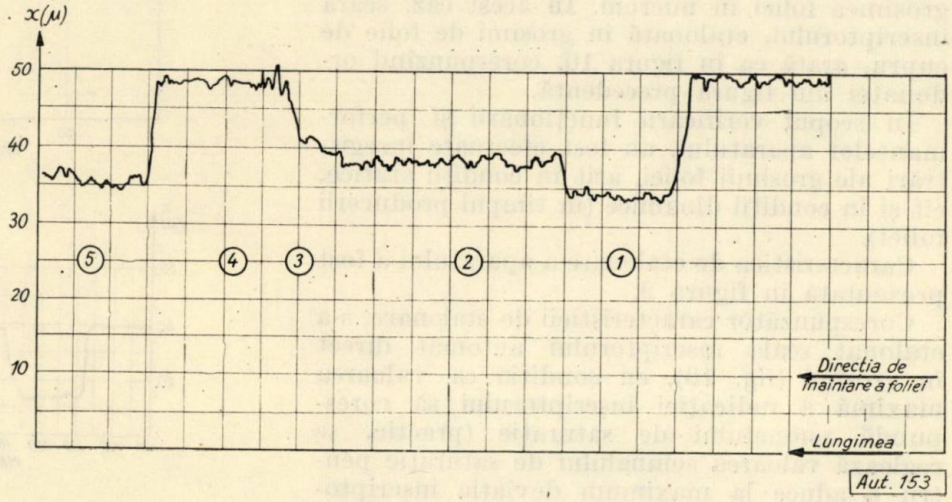


Fig. 8. Înregistrarea grosimii foliei de cupru.

rilor faţă de cele reale. Cum în procesele industriale de laminare, grosimea laminatului trebuie păstrată numai în limitele $a \pm 5\%$, aparatul satisface pe deplin cerinţele.

Se vede deci că semnalul de ieşire acţionează inscriptorul, care are rolul de a înscrie pe o diagramă variaţia în timp a semnalului de ieşire, mărime care depinde de grosimea foliei,

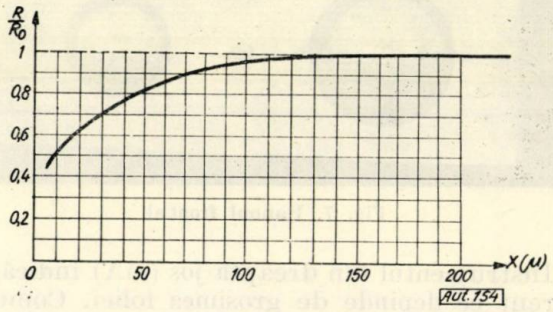


Fig. 9. Caracteristica de etalonare a aparatului de măsurat grosimi.

dependenţa respectivă fiind redată calitativ în figura 9. În ordonată este dată valoarea raportului dintre semnalul de ieşire pentru o folie de cupru de grosimea x şi semnalul de saturaţie (pentru o folie foarte groasă, teoretic infinită).

Cu ajutorul potenţiometrului P_3 se poate regla întotdeauna deviaţia acului inscriptor astfel ca, pentru o folie foarte groasă (peste 0,2 mm cupru), indicaţia inscriptorului să fie maximă, urmînd ca, după efectuarea acestei cali-

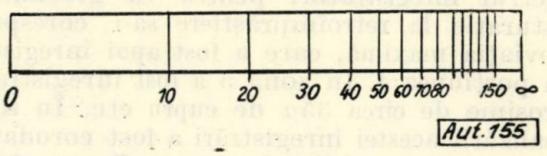


Fig. 10. Curba de etalonare a scării inscriptorului automat.

brări, indicaţia inscriptorului să dea direct grosimea foliei în microni. În acest caz, scara inscriptorului, etalonată în grosimi de folie de cupru, arată ca în figura 10, corespunzînd ordonatei din figura precedentă.

În scopul verificării funcţionării şi performanţelor aparatului, au fost efectuate înregistrări ale grosimii foliei, atît în condiţii statice, cît şi în condiţii dinamice (în timpul producerii foliei).

Caracteristica de etalonare a aparatului a fost prezentată în figura 9.

Corespunzător caracteristicii de etalonare, s-a etalonat scala inscriptorului automat direct în grosimi (fig. 10), cu condiţia ca valoarea maximă a indicaţiei inscriptorului să corespundă semnalului de saturaţie (practic, se reglează valoarea semnalului de saturaţie pentru a aduce la maximum deviaţia inscriptorului, efectuînd astfel calibrarea aparatului).

În figura 11 sînt prezentate înregistrări în condiţii statice pentru trei grosimi ale foliei, în scopul observării fluctuaţiilor semnalului înregistrat. Pentru verificare s-au luat eşantioane din folia respectivă, măsurîndu-li-se precis grosimea (valoarea trecută în dreptul fie-

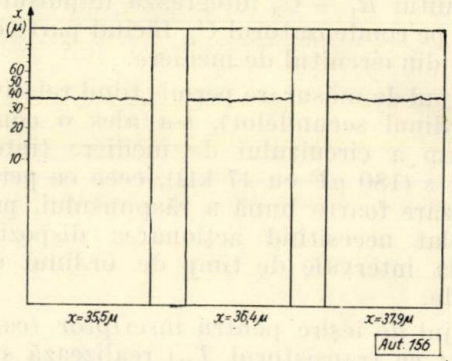


Fig. 11. Înregistrări în condiţii statice.

cărei înregistrări). Se observă că fluctuaţiile maxime ale semnalului înregistrat în condiţii statice sînt de $\pm 3\%$ în jurul valorii medii, ceea ce corespunde unor variaţii maxime de $\pm 7\%$ la determinarea grosimii foliei (relaţia 8). Curba de etalonare a aparatului permite apoi determinarea grosimii (fig.9).

În figura 12 sînt prezentate înregistrări în condiţii dinamice pentru o folie neuniformă, hîrtia inscriptorului deplasîndu-se sincron cu folia (neuniformităţile foliei au fost obţinute prin corodare chimică). Alături este dat şi graficul variaţiei grosimii foliei determinată prin cîntărire (s-a notat cu ζ axa din lungul foliei). (Au fost decupate şi cîntărite precis bucăţi de folie).

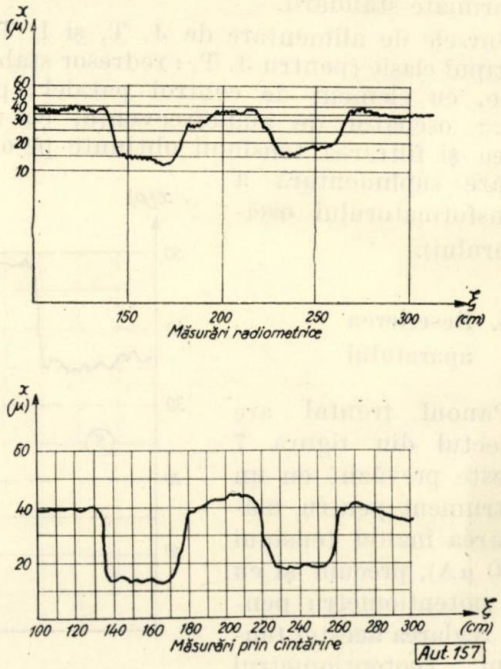


Fig. 12. Înregistrări în condiţii dinamice.

Se observă fluctuaţii ale înregistrării de circa ± 3%, ceea ce conduce la variaţii ale valorii grosimii de ± 7%. Deviaţiile mai mari nu se datoresc fluctuaţiilor statistice, ci trepidaţiilor inscriptorului, transmise echipajului mobil al acestuia.

În concluzie, eroarea de determinare a grosimii foliei, pentru folia produsă de instalaţia de depunere electrolitică, este de ± 7% în condiţiile în care tensiunea reţelei de alimentare nu variază. Variaţiile tensiunii reţelei nu afectează semnalul de ieşire al blocului de măsurat, sursele de alimentare ale acestuia fiind stabilizate, însă influenţează indicaţia inscriptorului automat folosit de noi.

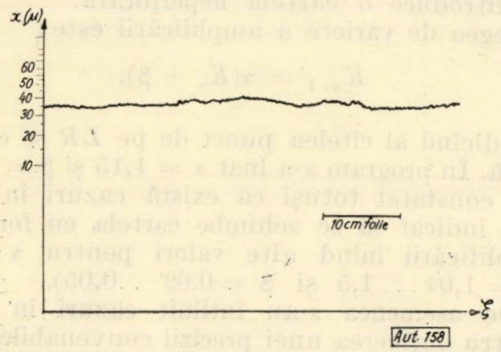


Fig. 13. Înregistrarea grosimii unei folii în proces dinamic.

De asemenea, inscriptorul automat trebuie ferit de şocuri şi vibraţii, echipajul mobil al acestuia fiind foarte sensibil.

Este posibilă micşorarea fluctuaţiilor statistice ale înregistrării prin mărirea activităţii sursei de radiaţii şi deci a vitezei de măsurare (relaţia 1).

În figura 13 se poate urmări o înregistrare a grosimii unei folii în proces de măsurare dinamic.

6. Concluzii

Aparatul construit pentru măsurarea grosimilor cu ajutorul radiaţiilor ionizante prezintă avantajul de a putea efectua măsurări fără contact, în mod continuu, de la distanţă şi fără a perturba procesul controlat. Aparatul permite măsurarea grosimilor şi înregistrarea lor sau numai una dintre aceste operaţii. Au fost prevăzute o serie de reglaje pentru a putea controla sensibilitatea aparatului (trei scări), constantele de timp etc. A fost prevăzută posibilitatea reglării tensiunilor de alimentare. În fine s-au introdus elemente suplimentare de circuit pentru a garanta o bună funcţionare a circuitului.

Autorii ţin să mulţumească pe această cale tov. tehnician C. Totoescu pentru executarea ireproşabilă a montajului.

BIBLIOGRAFIE

[1] *Dispozitive şi circuite electronice în instalaţii cu izotopi radioactivi.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1965.
[2] Ionescu, G. ş.a. *Determinarea grosimii foliilor subţiri.* În: Tehnica nucleară, vol. 10, nr. 7, iul 1967, p. 377–393.

Ing. MIOARA ALECU-CĂLUŞIŢĂ şi mat. V. GHEORGHE

Trasarea locului rădăcinilor cu ajutorul calculatorului numeric

Metodele de studiu bazate pe trasarea locului rădăcinilor (LR) au o largă utilizare în analiza şi sinteza sistemelor cu reacţie. O trasare aproximativă a LR bazată pe regulile generale [1, 2, 3] permite de cele mai multe ori o estimare sugestivă atît a caracteristicilor de frecvenţă cît şi a regimului tranzitoriu al sistemului. Uneori însă, ca de exemplu la sistemele adaptive, este necesar să se obţină o trasare mai precisă pentru a putea determina limitele între care trebuie să varieze factorul de amplificare al regulatorului adaptiv, pentru a compensa variaţia parametrilor procesului. În asemenea cazuri este necesară trasarea LR cu ajutorul unui calculator numeric.

În lucrarea de faţă se arată trasarea LR cu un calculator numeric folosind programul LOCRD. Acest program a fost elaborat în laboratorul de calcul ICPE, pe baza programului RTLOC [4]. Programul RTLOC a fost extins pînă la sisteme de ordinul 20 şi adaptat la restricţiile limbajului Fulfortran pentru calculatorul IBM–360–40 cu memorie centrală de 64 Kbytes. Intrucît programul LOCRD ocupă 36.290 Kbytes, pentru a putea fi rulat pe calculatorul respectiv a fost necesar să fie organizat multifazic. De asemenea a fost necesară şi introducerea altor facilităţi legate de mărirea gradului sistemului.

În continuare, după o scurtă prezentare a programului LOCRD, se ilustrează modul lui de utilizare pentru un sistem de ordinul 5, apoi se arată LR pentru circuitul de reglare a temperaturii etajului intermediar de supraîncălzire pentru un cazan la sarcini de 100%, 70% şi 50% [6].

În anexe se dau schema logică a programului LOCRD şi listarea subrutinei de înregistrare pe imprimantă.

1. Programul LOCRD

Programul LOCRD serveşte la trasarea în planul complex a locului geometric al rădăcinilor ecuaţiei caracteristice (1) a sistemului cu reacţie :

$$1 + KG(s) = 0, \qquad (1)$$

atunci cînd factorul de amplificare K variază teoretic de la 0 la $+\infty$, practic de la 0 la o valoare K_m suficient de mare încît sistemul să devină nestabil.

Se presupune că funcţia de transfer în circuit deschis este de forma :

$$G_d(s) = K \frac{\prod_{i=1}^{Z} (s + z_i)}{\prod_{j=1}^{P} (s + p_j)} \tag{2}$$

sau :

$$G_d(s) = K \frac{s^Z + a_Z s^{Z-1} + \ldots a_1}{s^P + b_P s^{P-1} + \ldots b_1}, \tag{3}$$

unde $-z_i$ şi $-p_j$ sînt zerourile, respectiv polii în circuit deschis, iar Z şi P reprezintă numărul acestor zerouri şi poli.

Programul LOCRD conţine formatele de citire şi de scriere a datelor, calculul amplificării, succesiunea operaţiilor etc. şi apelează următoarele subrutine :

— SEMBL — subrutină de calcul a coeficienţilor unui polinom dat prin rădăcinile sale ;

— PROOT — subrutină de precizie redusă şi convergenţă rapidă care serveşte la calculul rădăcinilor unui polinom cînd se cunosc coeficienţii ;

— SPLIT — subrutină de înregistrare a curbei de imprimantă.

Ca date de intrare se introduc :

— funcţia de transfer în circuit deschis, în forma (2) sau (3) ;

— domeniul de variaţie al amplificării, eventual şi domeniul din planul complex în care se trasează LR.

În cazul în care funcţia de transfer în circuit deschis se dă în forma (2), se introduce o cartelă cu P (în coloana 1) urmată de gradul numărătorului (pe coloanele 2 şi 3) şi una sau mai multe cartele cu coeficienţii polinomului de la numărător corespunzînd ordinei crescătoare a valorilor lui s. La fel şi pentru numitor. Scrierea datelor poate fi făcută în formatul E 10.0.

După datele privind funcţia de transfer, în circuit deschis, se introduce o cartelă cu limitele de variere ale amplificării şi o cartelă cu un caracter diferit de zero în prima coloană şi limitele din planul complex în care se trasează LR scrise în ordinea σ_{min} (pe coloanele 11 —20), σ_{max} (pe coloanele 21—30), ω_{min} (pe 31—40) şi ω_{max} (pe 41—50). Dacă nu se specifică domeniul, se introduce o cartelă neperforată.

Legea de variere a amplificării este :

$$K_{n+1} = \alpha(K_n + \beta), \tag{4}$$

n indicînd al cîtelea punct de pe LR se calculează. În program s-a luat $\alpha = 1{,}15$ şi $\beta = 0{,}05$. S-a constatat totuşi că există cazuri în care este indicat să se schimbe cartela cu formula amplificării luînd alte valori pentru α şi β ($\alpha = 1{,}04 \ldots 1{,}5$ şi $\beta = 0{,}02 \ldots 0{,}05$).

De asemenea s-au întîlnit cazuri în care, pentru obţinerea unei precizii convenabile, este indicat să se facă o schimbare de variabilă,

$$\left.\begin{aligned} z_i &= \gamma z_i' \\ p_j &= \gamma p_j' \\ s &= \gamma s' \\ K &= \gamma^{P-Z} K' \end{aligned}\right\} \tag{5}$$

Pentru ilustrare se consideră trasarea LR pentru sistemul avînd funcţia de transfer în circuit deschis :

$$G_d(s) = K \frac{1}{s^5 + 0{,}9214\, s^4 + 0{,}26071\, s^3 + 0{,}026786\, s^2 + 0{,}0018966\, s + 0{,}00005019} \tag{6}$$

telă cu litera F (în prima coloană) urmată de numărul zerourilor (pe coloanele 2 şi 3), apoi pe cartele separate valorile lui z_i (în primele 10 coloane), o cartelă cu litera F urmată de numărul polilor şi, pe cartele separate, valorile lui p_j. Atît z_i cît şi p_j pot fi scrişi în formatul E 10.0. Pentru perechile de zerouri sau poli complecşi se scrie numai cîte una din valori, şi anume pe coloanele 1 — 10 partea reală, iar pe coloanele 11—20 partea imaginară.

În cazul în care funcţia de transfer în circuit deschis se dă în forma (3), se introduce o

Se face schimbarea de variabilă :

$$s = 0{,}1\ s'$$

$$K = K'(0{,}1)^5 = 10^{-5} K' \tag{7}$$

şi se obţine :

$$G_d(s') = K \frac{1}{s'^5 + 9{,}214\, s^4 + 26{,}071 s^3 + 26{,}786 s^2 + 18{,}966 s + 5{,}019} \tag{8}$$

În figura 1 se arată porţiunea de formular cu datele de intrare.

În figura 2 se arată o porţiune din rezultatele de ieşire.

În figura 3 se arată fragmente din LR trasat pe imprimantă.

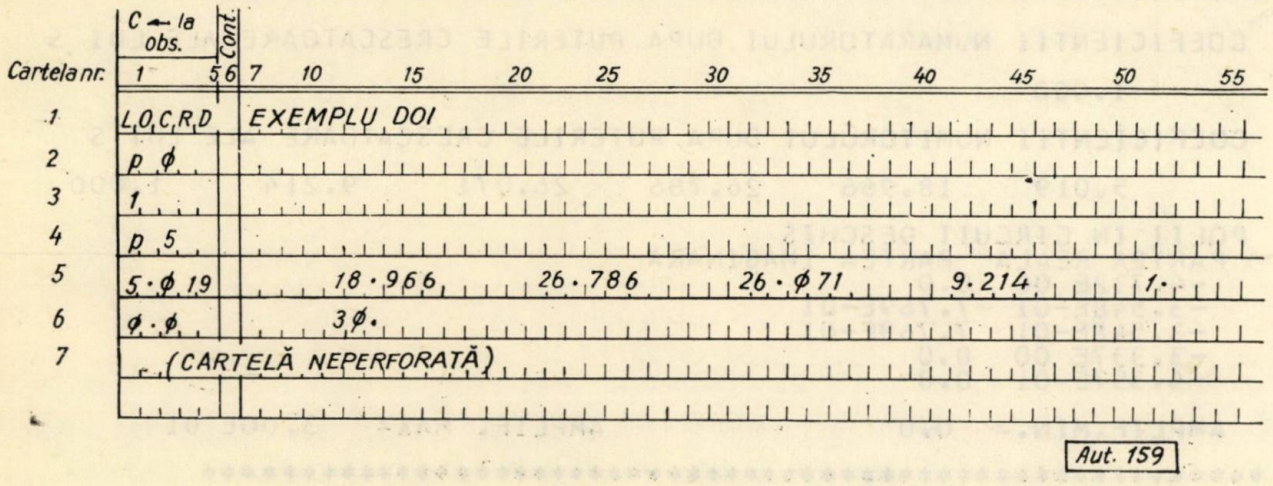


Fig. 1. Formularul cu datele de intrare pentru sistemul avînd funcţia de transfer a circuitului deschis (8).

Pentru a afla valorile reale atît la datele din tabelă cît şi la gradarea curbei, partea reală şi imaginară trebuie împărţite cu 10, iar amplificarea cu 10^5.

Punctele înregistrate de calculator sînt notate cu asterisc.

Timpul necesar la calculator pentru obţinerea rezultatelor a fost de 19 minute 49 secunde (timp de compilare + timp de calcul).

2. Locul rădăcinilor pentru circuitul de reglare a temperaturii etajului intermediar de supraîncălzire al unui cazan de 120 t/h

Schema bloc a circuitului de reglare a temperaturii etajului intermediar este arătată în figura 4. [6].

Se dau funcţiile de transfer pentru :

— regulatorul principal

$$Y_6(s) = \frac{1}{120s} \cdot \frac{7 \cdot 200 s^2 + 2400 s + 1}{1 + 6s}$$

— regulatorul secundar

$$Y_7(s) = \frac{1}{20s} \cdot \frac{1 + 20s}{1 + 2s};$$

— elementul de execuţie

$$Y_8(s) = \frac{4{,}7}{1 + 10s};$$

— alte elemente

$$Y_1(s) = 5{,}98;$$

$$Y_9(s) = \frac{4 \cdot 10^{-2}}{(1 + 4s)(1 + 14s)};$$

$$Y_5(s) = \frac{4 \cdot 10^{-2}}{(1 + 5s)(1 + 17s)}$$

— procesul în etajul intermediar pentru cazanul încărcat la sarcină de 100%

$$Y_2(s) = \frac{0{,}620}{(1 + 20s)^5};$$

—idem pentru cazanul încărcat la sarcină de 70%

$$Y_2(s) = \frac{0{,}478}{(1 + 28s)^5};$$

— idem pentru cazanul încărcat la sarcină de 50%

$$Y_2(s) = \frac{0{,}398}{(1 + 38s)^5};$$

Din figura 4 se vede că funcţia de transfer în circuit deschis este :

$$Y_d(s) = \frac{Y_6(s) Y_7(s) Y_8(s) Y_1(s) Y_5(s)}{1 + Y_7(s) Y_8(s) Y_1(s) Y_9(s)} \cdot Y_2(s). \quad (9)$$

Înlocuind pentru funcţiile de transfer ale diverselor blocuri valorile indicate mai sus [6], se obţine :

$$Y_d(s) = K_1 \frac{(s + 0{,}25)(s + 0{,}07143)(s + 0{,}05)(s + 0{,}02845)(s + 0{,}00488)}{s(s + 0{,}4732)(s + 0{,}3337)(s + 0{,}2)(s + 0{,}1667)(s + 0{,}005882)(s + 0{,}04357)} \times$$

$$\times \frac{1}{(s + 0{,}03548 + j0{,}07769)(s + 0{,}03548 - j0{,}07769)} \cdot Y_2(s). \quad (10)$$

```
 PROGRAMUL LOCUL RADACINILOR
 PROBLEMA DE IDENTIFICARE -LOCRD EXEMPLU DOI
**********************************************************

 COEFICIENTII NUMARATORULUI DUPA PUTERILE CRESCATOARE ALE LUI S

      1.000

 COEFICIENTII NUMITORULUI DUPA PUTERILE CRESCATOARE ALE LUI S

      5.019     18.966     26.786     26.071      9.214      1.000

 POLII IN CIRCUIT DESCHIS
  PARTEA REALA   PARTEA IMAGINARA
   -4.732E 00   0.0
   -3.548E-01  -7.769E-01
   -3.548E-01   7.769E-01
   -3.337E 00   0.0
   -4.357E-01   0.0

  AMPLIF.MIN.=   0.0                    AMPLIF. MAX=    3.00E 01
**********************************************************

    1    AMPLIFICAREA=    0.0

       RADACINILE SINT
 PARTEA REALA   PARTEA IMAGINARA

   -4.732E 00   0.0
   -3.548E-01  -7.769E-01
   -3.548E-01   7.769E-01
   -3.337E 00   0.0
   -4.357E-01   0.0

    2    AMPLIFICAREA=    5.750E-02

       RADACINILE SINT
 PARTEA REALA   PARTEA IMAGINARA

   -3.336E 00   0.0
   -4.732E 00   0.0
   -3.516E-01  -7.758E-01
   -3.516E-01   7.758E-01
   -4.433E-01   0.0

    3    AMPLIFICAREA=    1.236E-01

       RADACINILE SINT
 PARTEA REALA   PARTEA IMAGINARA

   -3.334E 00   0.0
   -4.733E 00   0.0
   -3.478E-01  -7.746E-01
   -3.478E-01   7.746E-01
   -4.520E-01   0.0

   31    AMPLIFICAREA=    2.500E 01

       RADACINILE SINT
 PARTEA REALA   PARTEA IMAGINARA

   -2.361E 00  -4.764E-01
   -2.361E 00   4.764E-01
   -4.900E 00   0.0
    2.039E-01  -1.007E 00
    2.039E-01   1.007E 00

   32    AMPLIFICAREA=    2.880E 01

       RADACINILE SINT
 PARTEA REALA   PARTEA IMAGINARA

   -2.386E 00  -6.384E-01
   -2.386E 00   6.384E-01
    2.392E-01  -1.034E 00
    2.392E-01   1.034E 00
   -4.921E 00   0.0
```

Fig. 2. Fragmente din datele de ieşire obţinute pentru sistemul avînd funcţia de transfer a circuitului deschis (8).

PROGRAMUL LOCUL RADACINILOR
PROBLEMA DE IDENTIFICARE -LOCRD EXEMPLU DOI

COEFICIENTII NUMARATORULUI DUPA PUTERILE CRESCATOARE ALE LUI S

1.000

COEFICIENTII NUMITORULUI DUPA PUTERILE CRESCATOARE ALE LUI S

5.019 18.966 26.786 26.071 9.214 1.000

AMPLIF.MIN.= 0.0 AMPLIF. MAX= 3.00E 01

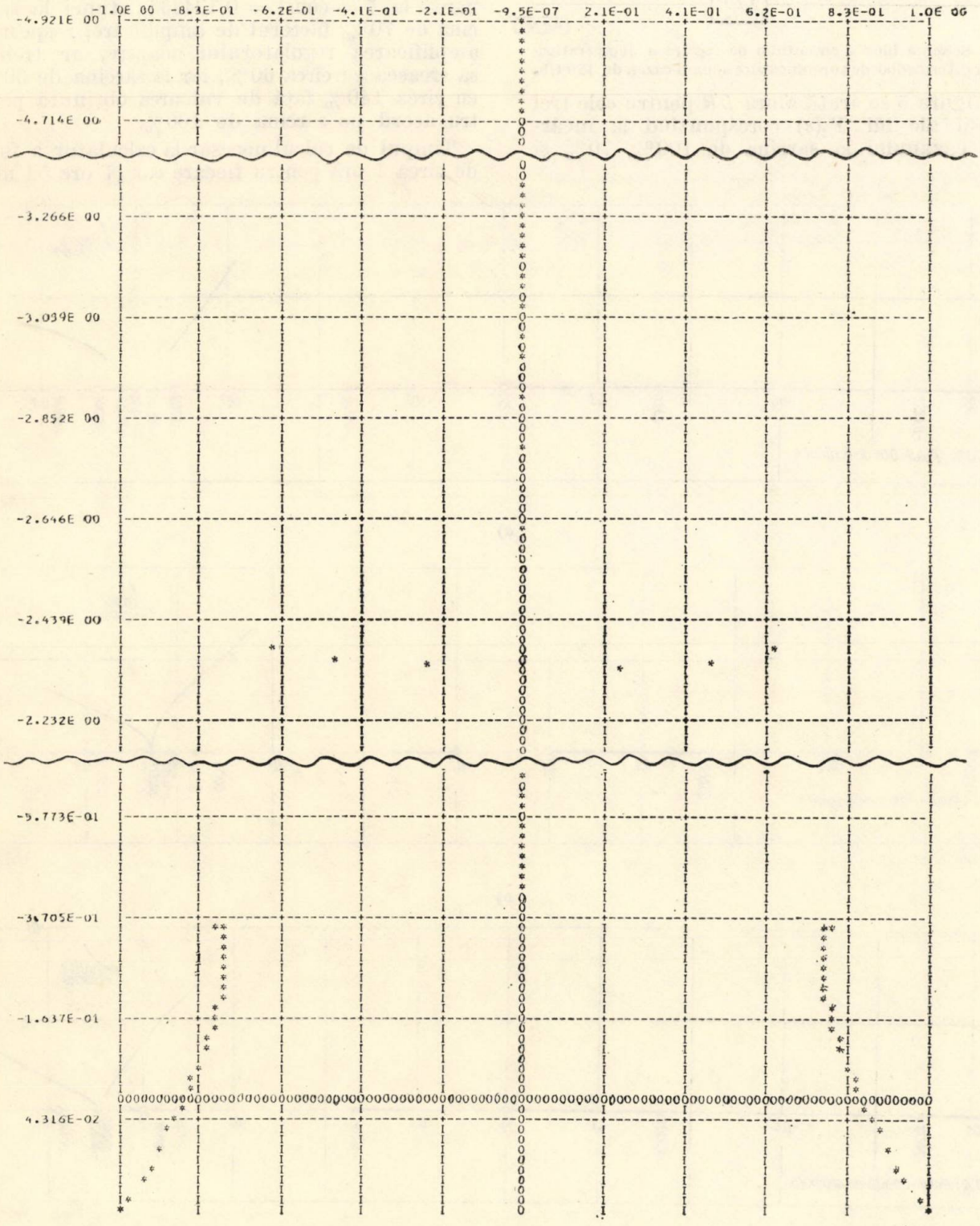


Fig. 3. Fragmente din LR trasat pe imprimantă pentru sistemul avînd funcția de transfer a circuitului deschis (8).

Aut. 161

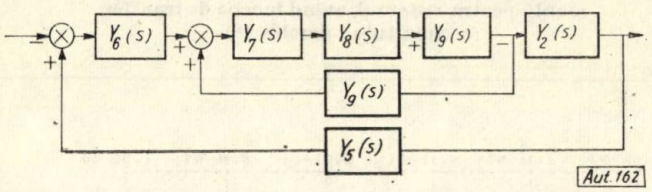


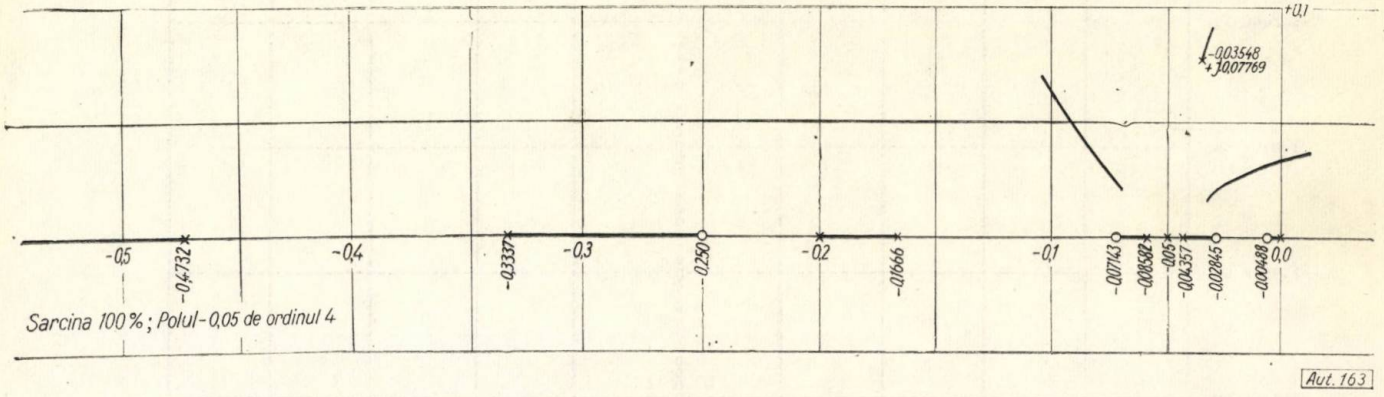
Fig. 4. Schema bloc a circuitului de reglare a temperaturii etajului intermediar de supraîncălzire al unui cazan de 120 t/h.

În figura 5 se arată alura LR pentru cele trei expresii ale lui $Y_2(s)$ corespunzînd la încărcarea cazanului la sarcina de 100%, 70% şi 50%.

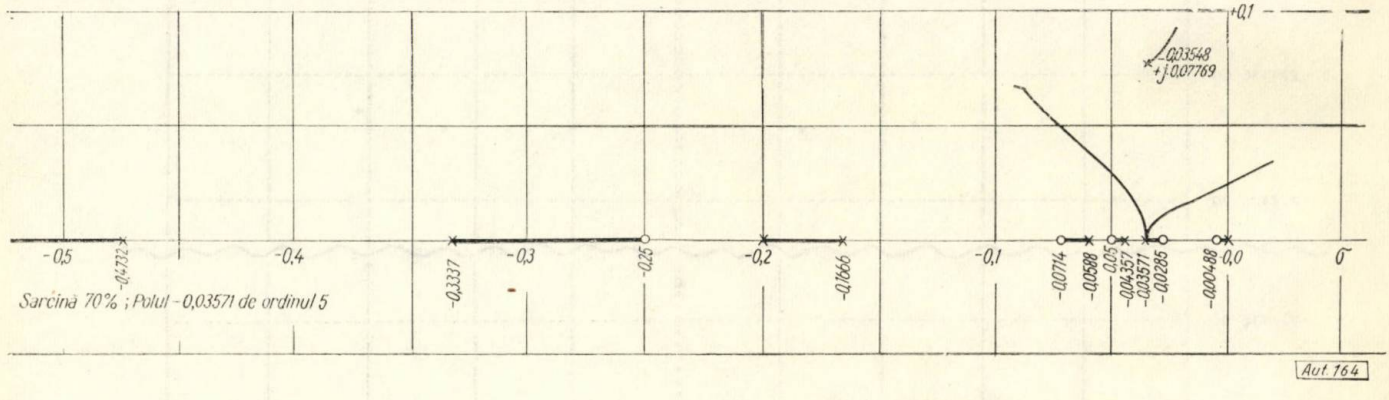
Concluziile trase pe baza studierii curbelor şi a tabelelor de rezultate obţinute de calculator pot fi sintetizate în tabela 1.

K_{aa} din ultima linie arată că dacă s-ar monta un regulator adaptiv care să menţină funcţionarea la $\zeta = \text{const} = 0{,}134433$, atunci la sarcina de 70%, factorul de amplificare, respectiv amplificarea regulatorului adaptiv, ar trebui să crească cu circa 60%, iar la sarcina de 50% cu circa 140% faţă de valoarea obţinută pentru acord pe sarcina de 100%.

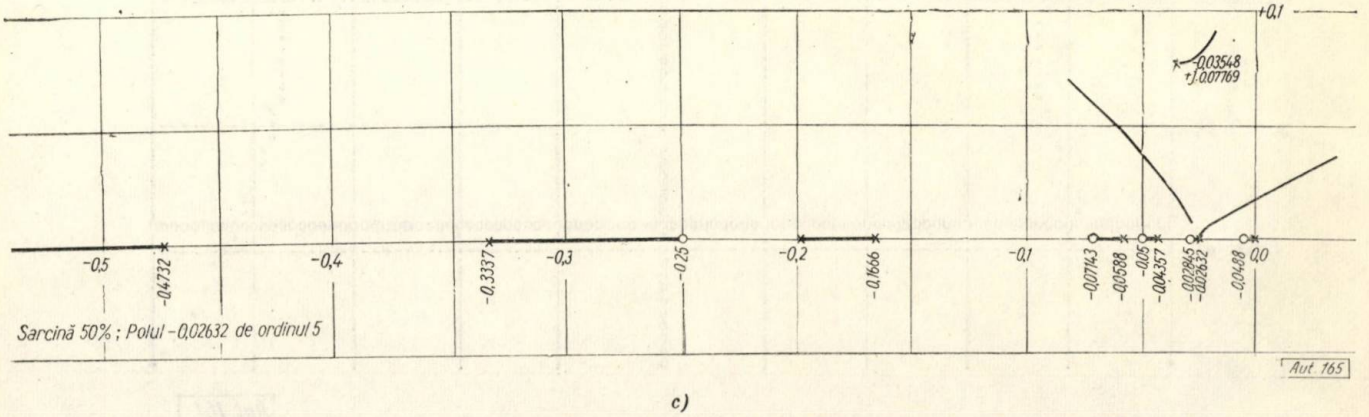
Timpul de calcul necesar la calculator a fost de circa 1 oră pentru fiecare caz (7 ore 54 mi-



a)



b)



c)

Fig. 5. Locul rădăcinilor pentru circuitul de reglare a temperaturii etajului intermediar de supraîncălzire al unui cazan pentru încărcarea cazanului la: a) sarcină 100%; b) sarcină 70%; c) sarcină 50%. S-a omis trasarea ramurilor care părăsesc axa reală din segmentul dintre polii $-0{,}2$ şi $-0{,}1666$.

Tabela 1

Încărcarea cazanului	100%	70%	50%
Factorul de amplificare corespunzînd punctului de funcţionare dat, K	$1{,}28.10^{-9}$	$0{,}184.10^{-9}$	$0{,}0332.10^{-9}$
Coeficientul de amplificare în regim staţionar corespunzînd punctului de funcţionare dat, H	$5{,}16.10^{-3}$	$3{,}9.10^{-3}$	$3{,}32.10^{-3}$
Factorul de amortizare corespunzînd punctului de funcţionare dat, ζ	0,134433	0,314838	0,40866
Factorul de amplificare corespunzînd la limita de instabilitate, K_{cr}	$2{,}07.10^{-9}$	$0{,}441.10^{-9}$	$0{,}102.10^{-9}$
Coeficientul de amplificare în regim staţionar corespunzînd la limita de instabilitate, H_{cr}	$8{,}36.10^{-3}$	$9{,}56.10^{-3}$	$10{,}2.10^{-3}$
Factorul de amplificare la $\zeta = 0{,}134433$ corespunzînd la acordul pentru sarcina de 100%, K_{ad}	$1{,}28.10^{-9}$	$0{,}3057.10^{-9}$	$0{,}0785.10^{-9}$

nute 18 secunde pentru cele trei sisteme indicate mai sus şi încă trei sisteme de ordinul 17).

S-a utilizat transformarea (5) în care s-a ales $\gamma = 0{,}1$. Varierea amplificării s-a făcut după formula:

$$K_{n+1} = 1{,}20 \cdot (K_n + 0{,}05)$$

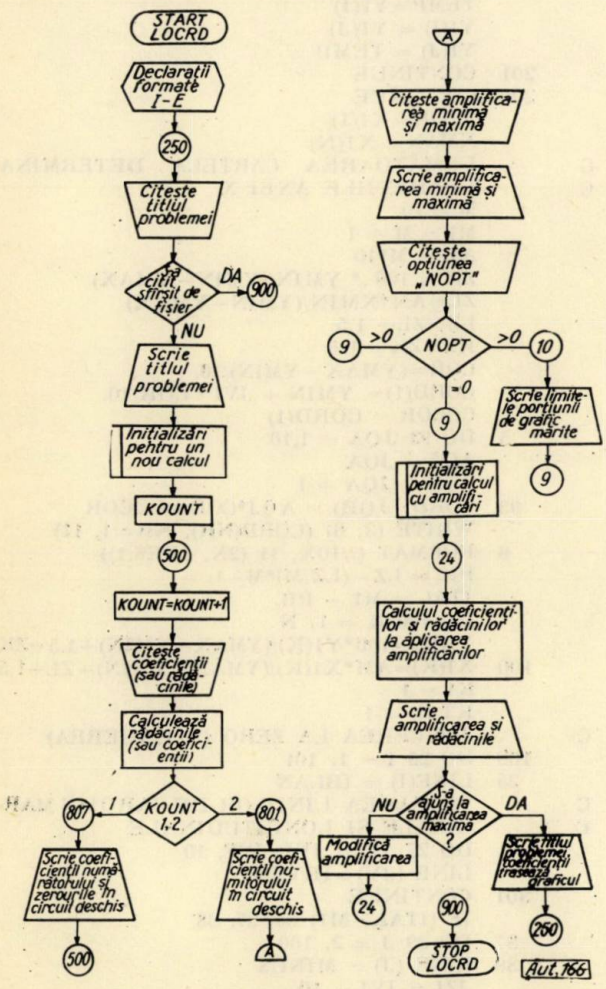


Fig. 6. Schema logică a programului LOCRD.

în domeniul 0 . . .6, ceea ce implică 17 puncte de calcul adică $17 \times 14 = 238$ de rădăcini (sistemul fiind de ordinul 14).

3. Concluzii

Analizînd atent rezultatele obţinute aplicînd programul LOCRD, atît la cazurile arătate mai sus, cît şi la alte cazuri privind sisteme de diverse ordine, s-au tras următoarele concluzii:

La sistemele de ordin mic, trasarea LR este simplă şi se obţin rezultate concludente fără să se facă transformări de variabilă de tipul indicat de formulele (5). Pentru amplificare se poate alege o variaţie fină într-un domeniu larg, acoperitor, fără o creştere exagerată a timpului de calcul.

La sistemele de ordin mare, adică tocmai la cele la care pentru trasarea LR este absolut necesar să se apeleze la calculator, apar dificultăţi în primul rînd din cauza preciziei reduse a subrutinei PROOT. Înlocuirea acesteia cu o subrutină de precizie mai bună creşte prohibitiv timpul de calcul şi de aceea nu s-a făcut apel la o asemenea soluţie. Pentru asigurarea unei precizii convenabile s-au efectuat uneori transformările indicate de formulele (5), iar pentru scurtarea timpului de calcul s-au ales în fiecare caz foarte atent legea şi domeniul de variere al amplificării, astfel încît să se obţină, pentru trasarea curbei în porţiunea care interesează, numărul de puncte strict necesar.

S-a observat de asemenea că subrutina PROOT dă adesea erori în cazul rădăcinilor multiple, putînd chiar schimba natura lor (în loc de rădăcini reale să se obţină rădăcini complex conjugate, cu partea imaginară foarte mică). Aceste considerente au impus verificarea atentă a graficelor şi confruntarea lor cu regulile cunoscute de trasare, ceea ce, împreună cu necesitatea de a compara diferitele LR obţinute pentru un acelaşi sistem la varierea diverşilor

parametri, a sugerat următoarele îmbunătăţiri pentru programul LOCRD :

— polii şi zerourile finite să fie marcaţi pe imprimantă cu literele *P*, respectiv *Z* ;

— subrutina de înregistrare cu scalare automată SPLIT să fie modificată astfel încît axele de zero să corespundă unor linii de coroiaj ;

— să se creeze o variantă de subrutină SLPIT fără scalare automată, cu gradaţii impuse sau eventual cu aceeaşi scalare automată pentru mai multe grafice.

ANEXA 1

Schema logică a programului LOCRD

În figura 6 este arătată schema logică a programului LOCRD.

La începutul schemei logice se află un bloc de declaraţii de tip şi dimensiune şi formate de instrare-ieşire pentru citirea datelor de intrare şi tipărirea rezultatelor.

La eticheta 250 se citeşte titlul problemei.

În cazul în care, în locul cartelei cu titlul problemei, apare o cartelă „sfîrşit de fişier", se face transferul la eticheta 900 care este stop pentru programul LOCRD. Acest procedeu oferă programului LOCRD posibilitatea de a rezolva un număr mai mic sau mai mare de probleme fără a produce modificări în program, ci numai introducînd seturile de cartele cu date corespunzătoare problemelor.

Se scrie titlul problemei ce se rezolvă şi se iniţializează pentru un nou calcul o serie de identificatori. Identificatorul KOUNT este folosit pentru a deosebi calculele ce se fac pentru numărătorul sau numitorul funcţiei de transfer G(s) din (1) pe aceeaşi „buclă" de calcul.

Dacă KOUNT = 1, înseamnă că se fac calcule pentru polinomul de la numărătorul lui G(s) ; dacă KOUNT = 2, se fac calcule pentru polinomul de la numitorul lui *G(s)*.

La iniţializare, KOUNT este zero.

La eticheta 500 se creşte valoarea lui KOUNT cu o unitate (întîi va fi egal cu 1 şi apoi cu 2), după care se citesc coeficienţii (sau rădăcinile) polinomului şi se calculează rădăcinile (sau coeficienţii) polinomului.

Dacă valoarea lui KOUNT este 1, se scriu coeficienţii numărătorului şi zerourile în circuit deschis şi se transferă la eticheta 500.

Dacă valoarea lui KOUNT este 2, se scriu coeficienţii numitorului şi polii în circuit deschis şi se citesc limitele în care trebuie să varieze amplificarea, se tipăresc aceste limite şi se citeşte opţiunea NOPT de a trasa numai o porţiune mărită din grafic.

Dacă NOPT > 0, înseamnă că s-a optat pentru o porţiune de grafic mărită ; se scriu limitele graficului şi se transferă la eticheta 9.

Dacă NOPT = 0, se transferă la eticheta 9.

Eticheta 9. Se fac o serie de iniţializări necesare la calculele cu amplificări.

Eticheta 24. Se calculează coeficienţii şi rădăcinile cînd se aplică o amplificare sistemului cu reacţie şi se tipăresc amplificarea şi rădăcinile rezultate.

Se testează dacă s-a depăşit amplificarea maximă.

Dacă nu s-a depăşit amplificarea maximă, se trece la creşterea amplificării ţinînd cont de opţiunea NOPT şi se transferă la eticheta 24.

Dacă s-a depăşit amplificarea maximă, se scrie titlul problemei, coeficienţii polinoamelor şi se apelează subrutina de trasare a graficului. Se transferă la eticheta 250.

Eticheta 900. STOP LOCRD.

ANEXA 2

Listarea programului de înregistrare pe imprimantă SPLIT în varianta în care axele de coordonate se suprapun cu liniile de caroiaj

```
      SUBROUTINE SPLIT (U1, V1, N)
C     ACEASTA ESTE O RUTINA DE INREGIS-
        TRARE X-Y
C     U1= SIRUL DE COORDONATE X
C     V1= SIRUL DE COORDONATE Y
C   N=NUMĂRUL DE PUNCTE DE INREGISTRAT,
C     N MAI MIC SAU EGAL CU 999
      DIMENSION LINE (101), CORD (11)
      DIMENSION X1 (999), Y1 (999), U1 (999),
     +V1 (999)
      DATA IPLU, IZERO, IBLAN, IEYEN,
     +MINUS, IAST/1H + , 1HO, 1H, 1HI,1H- ,
     +1H*/
      KS=0
      DO 1 K = 1, N
      X1(K)=U1(K)
    1 Y1(K)=V1(K)
C     CALCULAREA LUI YMAX SI YMIN
      YMAX=Y1 (1)
      YMIN=Y1(1)
      DO 107 I = 2, N
      IF (YMAX-Y1(I)) 104, 105, 105
  104 YMAX=Y1(I)
  105 IF (YMIN-Y1(I)) 107, 107, 106
  106 YMIN=Y1(I)
  107 CONTINUE
C     ORDONAREA PUNCTELOR DATE ÎN OR-
C     DINEA CRESCĂTOARE A VALORILOR
C     LUI X
      NDM=N-1
      DO 200 I = 1, NDM
      IA= I + 1
      DO 200 J = IA, N
      IF (X1 (I)-X1 (J)) 201, 201, 215
  215 TEMP=X1 (I)
      X1(I) = X1(J)
      X1(J) = TEMP
      TEMP=Y1(I)
      Y1(I) = Y1(J)
      Y1(J) = TEMP
  201 CONTINUE
  200 CONTINUE
      XMIN=X1(1)
      XMAX= X1(N)
C     URMĂTOAREA CARTELA DETERMINA
C     GRADAŢIILE AXEI X
      M = 10
      M1 = M + 1
      AM = M*10
      ZK = 100 .* YMIN/(YMIN-YMAX)
      ZL=AM*XMIN/(YMIN-YMAX)
      LZ=ZL+ 1.5
      KZ=ZK+ 1.5
      COR=(YMAX-YMIN)/10.
      CORD(1)= YMIN + JVI * COR/10.
      COCOR = CORD(1)
    5 DO 93 JQA = 1,10
      AQJ = JQA
      JQB = JQA + 1
   93 CORD (JQB) = AQJ*COR+COCOR
      WRITE (3, 6) (CORD(NR), NR=1, 11)
    6 FORMAT (//10X, 11 (2X, 1PE8.1))
      PIC = LZ-(LZ/M)*M-1
      ITAL = M1 - PIC
      DO 100 K = 1, N
      Y1(K)=100*Y1(K)/(YMAX-YMIN)+1.5+ZK
  100 X1(K)=AM*X1(K)/(YMAX-YMIN)+ZL+1.5
      K1 = 1
      KTAL = 1
C     ADUCEREA LA ZERO (STERGEREA)
  109 DO 25 I = 1, 101
   25 LINE(I) = IBLAN
C     TRASAREA LINIILOR DE CAROIAJ MAR-
C     GINALE ŞI LONGITUDINALE
      DO 27 JV = JVI, JVF, 10
      LINE (JV)=IEYEN
  301 CONTINUE
      IF (ITAL-M1) 38, 37, 38
   37 DO 39 J = 2, 100
   39 LINE (J) = MINUS
      JZI = JVI + 10
      JZF = JVF - 10
```

```
      DO 51 JZ = JZI, JZF, 10
   51 LINE (JZ) = IPLU
   38 CONTINUE
C     TRASAREA AXEI DE REFERINŢĂ ZERO
      IF (LZ-KTAL) 164, 165, 164
  165 DO 166 I = 1, 101
  166 LINE (I)=IZERO
  164 CONTINUE
      IF (KZ) 311, 311, 302
  302 LINE (KZ) = IZERO
  101 NX = X1(K1)
      IF (NX-KTAL) 102, 103, 102
  103 NY = Y1(K1)
      LINE(NY) = IAST
      K1 = K1 + 1
      GO TO 101
  102 CONTINUE
C     TRASAREA VARIABILELOR
      IF (ITAL-M1) 32, 33, 32
   33 AKS=KS
      ST=AKS*COR + XMIN + PIC * (COR/M)
      KS = KS+1
      WRITE (3, 30) ST, (LINE(K), K = 1, 101)
   30 FORMAT (3X,1PE10.3,2X,101A1)
      ITAL=1
      GO TO 35
   32 WRITE (3, 31) (LINE(K), K = 1,101)
   31 FORMAT (15X, 101A1)
   35 ITAL= ITAL + 1
      KTAL=KTAL + 1
      IF (K1-N) 109, 109, 108
  311 WRITE (3, 111)
  111 FORMAT (1H, 'AXA ABSCISELOR ESTE
     + EXTERIOARĂ, TREBUIE MODIFICAT
     + FACTORUL DE SCARA')
  108 RETURN
      END
```

BIBLIOGRAFIE

[1] Evans, W. R. *Graphical analysis of control systems.* Trans. AIEE, vol. 67, 1948, p. 547–551.

[2] Evans, W. R. *Control system dynamics.* Mc. Graw Hill, New York, 1954.

[3] Vazaca, Chr. *Analiza şi sinteza sistemelor automate liniare.* Ed. Academiei, Bucureşti, 1961.

[4] Melsa, J. L. *Computer programs for computational assistance in the study of linear control theory.* Mc. Graw Hill, New York, 1970.

[5] Walther, H. *Berechnung von Wurzelorts Kurven mit Hilfe des Digitalrechners.* In: Regelungstechnik, nr. 7, 1969, p. 311–313.

[6] Vazaca, Chr., Teodoru Mariana, Pavlov, T. *Modelarea buclelor de reglare ale cazanului de 120 t/h.* Studiu tehnic I.P.A., 1969.

Ing. IERONIM FOGOROŞ

Metodă de proiectare a transformatoarelor funcţionale cu ajutorul calculatoarelor numerice

Transformatoarele funcţionale sînt dispozitive cu ajutorul cărora se generează funcţii de una, două sau mai multe variabile.

Un caz particular al transformatorului funcţional de două variabile îl reprezintă dispozitivele destinate pentru efectuarea operaţiilor de înmulţire-împărţire din calculatoarele analogice sau din sistemele de reglare automată. În compunerea transformatorului funcţional, elementul neliniar de bază, îl constituie cvadratorul (element care generează la ieşire pătratul tensiunii aplicate la intrare).

În calculatoarele analogice, precizia operaţiilor depinde în cea mai mare măsură de precizia cvadratoarelor, după cum în sistemele de reglare automată precizia este determinată de aceste transformatoare funcţionale acolo unde intervin.

Metodele de proiectare a transformatoarelor funcţionale indicate în literatura de specialitate permit realizarea acestor dispozitive cu eroarea relativă raportată la tensiunea maximă de la ieşire:

$$\varepsilon = \frac{U_{eş} - U_{eş\ real}}{U_{eş\ max}} 100\%.$$

În acest caz, pentru semnale de ieşire mici, acolo unde se lucrează mai mult, eroarea raportată la valoarea curentă a semnalului de ieşire este mult mai mare şi deci rezultatele vor fi mult diferite de cele care ar trebui obţinute.

În cele ce urmează se prezintă o metodă de proiectare a transformatoarelor funcţionale pentru reproducerea oricărei funcţii de forma:

$$U_{eş} = aU_{intr}^2 + bU_{intr} + c$$

cu o precizie impusă în oricare punct din plaja de lucru. Metoda de proiectare analizată prezintă avantajul că poate fi programată uşor şi rezolvată cu ajutorul calculatoarelor numerice.

1. Schema bloc

Schema bloc a transformatorului funcţional este prezentată în figura 1.

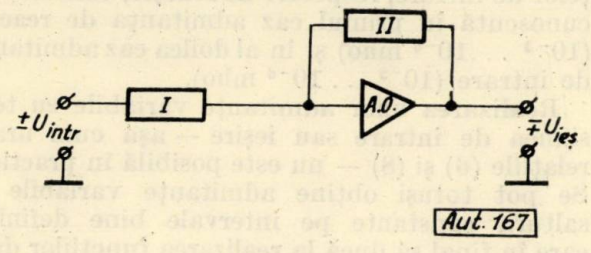


Fig. 1

Blocul I reprezintă caracteristica de curent a circuitului de intrare a amplificatorului operaţional (AO); blocul II reprezintă caracteristica de curent a circuitului de reacţie a amplificatorului operaţional.

În practică se pot întîlni două cazuri :

A. Transformatorul funcţional trebuie să realizeze o funcţie descrisă de relaţia :

$$U_{eş} = \gamma\ (aU_{intr}^2 + bU_{intr} + c), \qquad (1)$$

unde :

γ reprezintă raportul coeficienţilor de scară ;

a, b, c — constante.

În acest caz, caracteristicile de curent sînt date de relaţiile :

pentru intrare $I_1 = f_1(U_{intr})$; (2)

pentru reacţie $I_2 = f_2\ (U_{eş})$. (3)

La un coeficient mare de amplificare K_a al amplificatorului se poate scrie :

$$f_2(U_{eş}) = -f_1\ (U_{intr}), \qquad (4)$$

adică :

$$I_2 = -I_1, \qquad (4')$$

care se poate scrie :

$$Y_2\ U_{eş} = -\ Y_1 U_{intr}, \qquad (4'')$$

unde Y_1, Y_2 sînt admitanţele corespunzătoare ale circuitului de intrare, respectiv reacţie.

Înlocuind relaţia (1) în (4'') se obţine :

$$Y_2\gamma\ (aU_{intr}^2 + bU_{intr} + c) = -\ Y_1 U_{intr}, \qquad (5)$$

de unde se poate determina admitanţa de intrare Y_1 :

$$Y_1 = -\ \frac{Y_2\ \gamma\ (a\ U_{intr}^2 + bU_{intr} + c)}{U_{intr}}; \qquad (6')$$

$$Y_1 = -\ Y_2\gamma\left(aU_{intr} + b + \frac{c}{U_{intr}}\right). \qquad (6)$$

B. Transformatorul funcţional trebuie să realizeze o funcţie descrisă de ecuaţia :

$$\gamma(a_1\ U_{eş}^2 + b_1 U_{eş} + c_1) = U_{intr}. \qquad (7)$$

Înlocuind (7) în (4''), se obţine în final :

$$Y_2 = -\ Y_1\ \gamma\ (a_1 U_{eş} + b_1 + \frac{c_1}{U_{eş}}). \qquad (8)$$

Relaţiile (6) şi (8) permit calculul admitanţelor de intrare, respectiv de reacţie, considerînd cunoscută în primul caz admitanţa de reacţie (10^{-3} ... 10^{-6} mho) şi în al doilea caz admitanţa de intrare (10^{-3} ... 10^{-6} mho).

Realizarea unor admitanţe variabile cu tensiunea de intrare sau ieşire — aşa cum arată relaţiile (6) şi (8) — nu este posibilă în practică. Se pot totuşi obţine admitanţe variabile în salturi, constante pe intervale bine definite, care în final să ducă la realizarea funcţiilor date cu o precizie impusă în toată plaja de lucru. Pentru aceasta vor trebui determinate intervalele în care admitanţa se menţine constantă şi care este valoarea ei în fiecare interval, pentru ca apoi să se poată determina valoarea rezistenţelor componente ale dispozitivului.

2. Analiza matematică a metodei

Notînd :

$$x = U_{intr} \text{ şi } y = U_{eş}, \qquad (9)$$

relaţia (1) devine :

$$y = \gamma\ (ax^2 + bx + c). \qquad (10)$$

Pentru aproximarea relaţiei (10) printr-o linie poligonală cu precizia impusă $\varepsilon\% = \frac{y - y'}{y}100$, se determină spaţiul de precizie cu ajutorul ecuaţiilor :

$$y_1 = (1 + 10^{-2}\varepsilon)\ \gamma\ (ax^2 + bx + c); \qquad (11)$$

$$y_2 = (1 - 10^{-2}\ \varepsilon)\ \gamma\ (ax^2 + bx + c). \qquad (12)$$

Aproximarea funcţiei impuse cu o linie poligonală este indicată în figura 2.

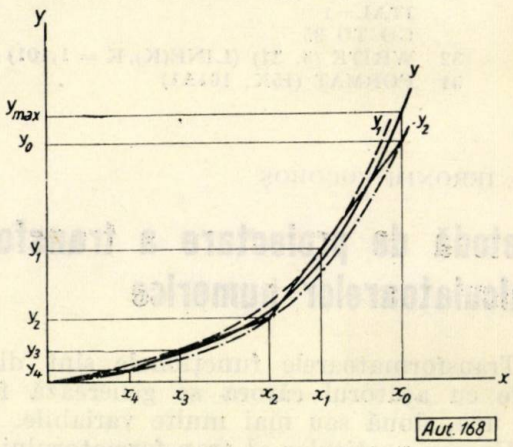


Fig. 2

Impunîndu-se valoarea maximă x_{max}, y_{max}, se determină punctul de coordonate (x_0, y_0) :

$$x_0 = x_{max},\ y_0 = y_{max}\ (1 - 10^{-2}\ \varepsilon). \qquad (9')$$

Se descrie ecuaţia dreptei tangente la curba descrisă de relaţia (11), care delimitează superior intervalul de precizie şi trece prin punctul de coordonate (x_0, y_0), apoi se determină punctul de tangenţă de coordonate (x_1, y_1).

Coeficientul unghiular al tangentei este dat de derivata relaţiei (11) în punctul de tangenţă :

$$m = \gamma\ (1 + 10^{-2}\ \varepsilon)\ (2ax + b), \qquad (13)$$

unde x ia valoarea x_1.

O dată determinate coordonatele punctului de tangenţă, se scrie ecuaţia tangentei în raport cu coordonatele punctului de tangenţă. Aceasta se face în scopul obţinerii unei metode cu caracter iterativ, uşor de programat pe calculatoarele numerice. Ecuaţia (11), scrisă în raport cu punctul de coordonate (x_1, y_1), se intersectează cu ecuaţia (12), care delimitează inferior intervalul de precizie impus. Se determină

punctul de coordonate (x_2, y_2), care în calculele următoare ia locul punctului de coordonate (x_0, y_0), şi procesul se repetă pînă cînd $y_{2i} \leqslant c$.

Ecuaţia tangentei la curba descrisă de relaţia (11), ce trece prin punctul de coordonate (x_0, y_0), este dată de :

$$y - y_0 = m(x - x_0);$$
$$m = \gamma(1 + 10^{-2}\,\varepsilon)\,(2ax + b); \qquad (14)$$
$$y = \gamma(1 + 10^{-2}\,\varepsilon)\,(ax^2 + bx + c).$$

Rezolvînd sistemul (14) şi alegînd numai soluţia pentru care $x_1 < x_0$, se obţine :

$$x_1 = x_0 - \sqrt{x_0^2 - \frac{1}{a}\left[\frac{y_0}{\gamma(1 + 10^{-2}\,\varepsilon)} - bx_0 - c\right]}; \qquad (15)$$
$$y_1 = \gamma(1 + 10^{-2}\varepsilon)\,(ax_1^2 + bx_1 + c).$$

Se scrie ecuaţia dreptei tangente la curba descrisă de ecuaţia (11), în care acum se cunoaşte punctul de tangenţă (x_1, y_1) ; se intersectează cu curba descrisă de ecuaţia (12) şi se obţine :

$$y - y_1 = m(x - x_1);$$
$$m = \gamma(1 - 10^{-2}\,\varepsilon)\,(2ax_1 + b); \qquad (16)$$
$$y = \gamma(1 - 10^{-2}\,\varepsilon)\,(ax^2 + bx + c).$$

Se rezolvă sistemul şi se alege şi aici soluţia pentru care $x_2 < x_1$ şi rezultă :

$$x_2 = d - \sqrt{d^2 - \left[\frac{1 + 10^{-2}\,\varepsilon}{1 - 10^{-2}\varepsilon}\left(2\,x_1^2 + \frac{b\,x_1}{a}\right) - \frac{y_1}{\gamma a(1 - 10^{-2}\varepsilon)} + \frac{c}{a}\right]}; \qquad (17)$$

$$y_2 = \gamma(1 - 10^{-2}\varepsilon)\,(ax_2^2 + bx_2 + c),$$

unde :

$$d = \frac{1 + 10^{-2}\varepsilon}{1 - 10^{-2}\varepsilon}\left[x_1 + \frac{b\,10^{-2}\,\varepsilon}{a\,(1 + 10^{-2}\varepsilon)}\right].$$

Generalizînd relaţiile (15) şi (17) se obţine :

$$x_{2i+1} = x_{2i} - \sqrt{x_{2i}^2 - \frac{1}{a}\left[\frac{y_0}{\gamma(1 + 10^{-2}\,\varepsilon)} - bx_{2i} - c\right]};$$

$$y_{2i+1} = \gamma(1 + 10^{-2}\varepsilon)\quad (ax_{2i+1}^2 + bx_{2i+1} = c);$$

$$x_{2i} = d - \sqrt{d^2 - \left[\frac{1 + 10^{-2}\,\varepsilon}{1 - 10^{-2}\,\varepsilon}\left(2\,x_{2i-1}^2 + \frac{b\,x_{2i-1}}{a}\right) - \frac{y_{2i-1}}{\gamma a(1 - 10^{-2}\varepsilon)} + \frac{c}{a}\right]}; \qquad (17')$$

$$y_{2i} = \gamma\,(1 - 10^{-2}\varepsilon)\,(ax_{2i}^2 + bx_{2i} + c),$$

unde $d = \dfrac{1 + 10^{-2}\,\varepsilon}{1 - 10^{-2}\,\varepsilon}\left[x_{2i-1} + \dfrac{b10^{-2}\varepsilon}{a(1 + 10^{-2}\,\varepsilon)}\right]$.

Cu ajutorul relaţiilor (15) şi (17') se pot determina coordonatele punctelor de frîngere (x_{2i}, y_{2i}) ale liniei poligonale şi toate coordonatele punctelor de tangenţă ale curbei care aproximează în adaos relaţia (10), cu precizia impusă.

3. Calculul elementelor schemei de principiu

Dispunînd de coordonatele punctelor de tangenţă (x_{2i+1}, y_{2i+1}), unde $x_{2i+1} = U_{intr\ 2i+1}$; $y_{2i+1} = U_{eş\ 2i+1}$ şi de coordonatele punctelor de frîngere (x_{2i}, y_2), unde $x_{2i} = U_{intr\ 2i}$; $y_{2i} = U_{eş\ 2i}$, calculul elementelor schemei include următoarele etape :

— se introduce în relaţia (6) valoarea tensiunii de intrare obţinute $(U_{intr\ 2i+1})$, determinîndu-se valoarea admitanţei de intrare în intervalul $U_{intr\ 2i} \ldots U_{intr\ 2i+2}$;

— se determină rezistenţele R_i din figura 5, calculînd întîi diferenţa admitanţelor învecinate, obţinîndu-se $\dfrac{1}{R_i}$. După aceste etape se obţine :

$$R_1 = \frac{1}{Y_1 - Y_3}; \quad R_2 = \frac{1}{Y_3 - Y_5}; \ \ldots$$
$$R_i = \frac{1}{Y_{2i-1} - Y_{2i+1}}, \qquad (18)$$

unde :

$$Y_{2i+1} = Y_2\gamma\left(aU_{intr\ 2i+1} + b + \frac{1}{U_{intr\ 2i+1}}\right),$$

$i = 0,1,\ 2, \ldots\ n.$

Rezistenţa R_n se determină din condiţia :

$$R_n = \frac{1}{Y_{2n+1}}. \qquad (19)$$

Pentru calculul rezistenţelor r_i, cu ajutorul cărora se fixează pragul de deblocare al diodelor D_i, se utilizează relaţiile :

$$r_i U_{2i} = R_i E_0; \qquad (20)$$
$$r_i = \frac{R_i E_0}{U_{2i}}, \qquad (21)$$

unde U_{2i} reprezintă tensiunea de intrare la care se frînge linia poligonală şi totodată pragul de deblocare al diodei D_i idealizate, iar E_0 reprezintă tensiunea sursei de polarizare. În reali-

tate, diodele nu sînt ideale, ci ele prezintă un prag de deschidere. Tensiunile de deschidere sînt de 0,2 — 0,3 V pentru diodele cu Ge şi 0,6—0,7 V pentru diodele cu Si.

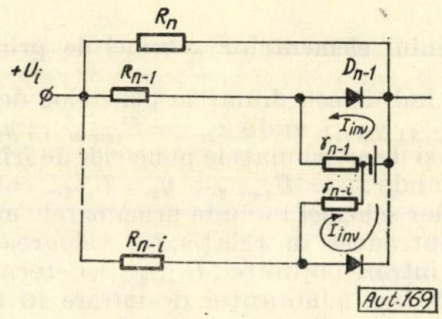


Fig. 3. Schema dispozitivului în cazul cel mai dezavantajos.

Pentru ca diodele să se deschidă real în momentul în care tensiunea de intrare atinge valoarea tensiunii de deblocare calculată pentru fiecare diodă, este necesar ca sursa tensiunii de blocare să fie în realitate mai mică decît cea luată în calcul cu valoarea tensiunii de deschidere a diodelor utilizate. În acest caz se păstrează real precizia impusă în funcţionarea dispozitivului.

Schema de principiu (fig. 3) este astfel aleasă încît în situaţia cea mai dezavantajoasă, la aplicarea unei tensiuni de intrare foarte mici, cînd toate diodele sînt blocate şi prin ele circulă curenţi inverşi, aceştia se închid prin circuite independente formate din sursa de blocare, rezistenţa inversă a diodei şi rezistenţa de deblocare. În această situaţie, rezistenţele inverse ale diodelor nu influenţează precizia în funcţionarea dispozitivului.

Astfel:

$$\text{ideal ar fi } U_{debi} = \frac{R_i E_0}{r_i};$$

$$\text{real este } U_{debi} = \frac{R_i E_0}{r_i} + \frac{E_0 r_i}{r_i + R_{inv}}.$$

Pentru prima diodă rezultă o cădere de tensiune nedorită de $E_0\gamma_{max}/\gamma_{max} + R_{inv}$ datorită rezistenţei inverse a diodei, care reprezintă abia 0,03125% din căderea de tensiune ideală în cazul în care $R_{inv} = 600$ kΩ, ceea ce nu influenţează precizia în funcţionarea dispozitivului.

Schema logică de calcul după care se întocmeşte programul este prezentată în figura 4.

Pentru a utiliza acelaşi ansamblu de rezistenţe în vederea generării funcţiei în cadranul 1 şi 3 se poate utiliza sistemul de comutare prezentat în schema din figura 5, format dintr-un sesizor de semn, un amplificator şi un releu cu 2 × 2 contacte.

În cazul B se procedează ca şi în cazul A, cu deosebirea că U_{intr} ia locul lui $U_{eş}$ şi invers, iar Y_1 ia locul lui Y_2 şi invers.

4. Exemplu de calcul

Să se proiecteze un cvadrator impunîndu-se următoarele date:

— tensiunile de intrare 0 ... ± 10 V;
— tensiunile de ieşire 0 ... ± 10 V;
— utilizarea diodelor semiconductoare;
— precizia 0,2%.

Utilizînd metodica arătată mai sus şi programînd pe calculatorul Olivetti „Programma 101" relaţiile (15), (17'), (6), (19) şi (21), se obţin, pentru $E_0 = 1$ V, $Y_2 = 10^{-3}$ mho şi $\gamma = 0{,}1$, valorile rezistenţelor şi tensiunii de deblocare indicate în tabela 1.

Tabela 1

i	R_i, Ω	r_i, Ω	U_{deb}, V
1	8976	1018	8,8128
2	10155	1308	7,7640
3	11539	1687	6,8391
4	13097	2174	6,0234
5	14784	2786	5,3055
6	16846	3607	4,6699
7	19047	4631	4,1122
8	21547	5956	3,6172
9	24609	7764	3,1809
10	27816	9937	2,7991
11	31675	12869	2,4613
12	35958	16592	2,1672
13	41118	21582	1,9052
14	47103	28112	1,6755
15	52631	35588	1,4789
16	60313	46473	1,2978
17	67658	59137	1,1441
18	77220	76546	1,0088
19	94876	106951	0,8871
20	103092	130480	0,7901
21	109649	158292	0,6927
22	115207	190456	0,6049
23	135317	256770	0,5270
24	226757	481438	0,4710
25	218818	512815	0,4267
26	171821	460030	0,3735
27	175438	565748	0,3101
28	215517	812965	0,2651
29	161550	806142	0,2004
30	200400	1390706	0,1441
31	271002	2814150	0,0963
32	212765	3431708	0,0620
33	1010101	31467321	0,0321
34	45248	—	—

Din valorile R_i obţinute, scăzînd rezistenţa directă R_d a diodei corespunzătoare, se poate obţine valoarea practică a rezistenţei care se utilizează în cadrul dispozitivului. În acest caz se înlătură ipoteza diodelor idealizate.

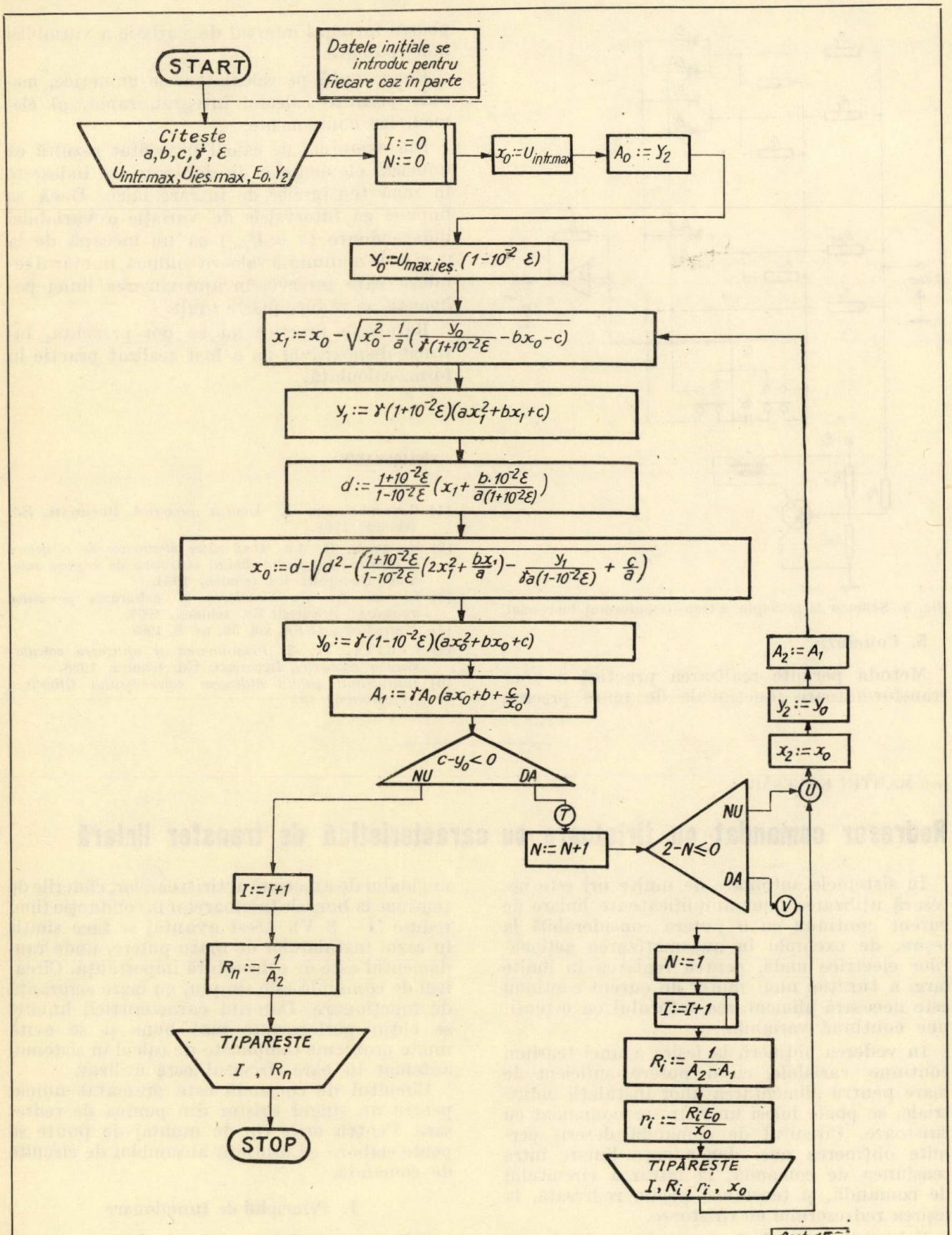


Fig. 4. Schema logică de calcul pentru transformatoare funcționale.

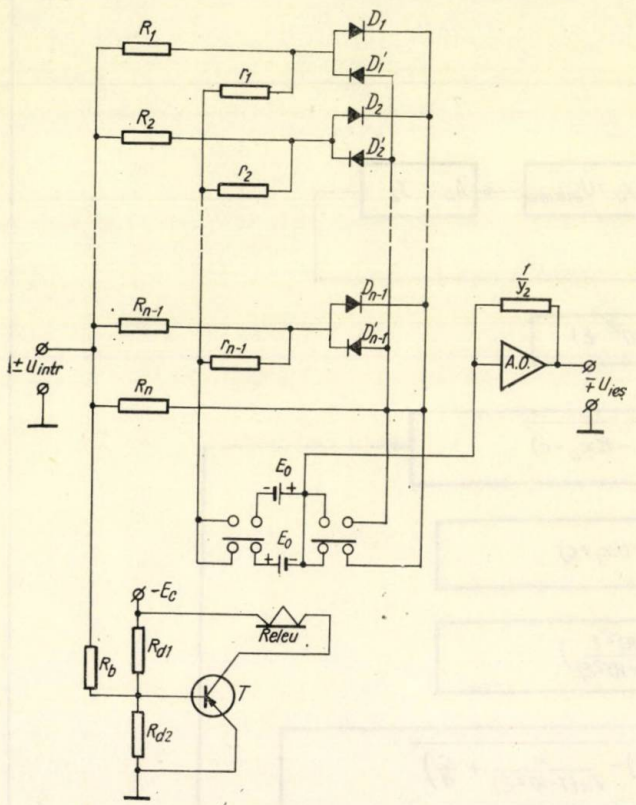


Fig. 5. Schema de principiu a transformatorului funcţional.

5. Concluzii

Metoda permite realizarea practică a unor transformatoare funcţionale de mare precizie pentru întregul interval de variaţie a variabilei independente.

Programată pe calculatoarele numerice, metoda permite calculul integral, rapid, al elementelor componente.

Din exemplul de calcul prezentat rezultă că numărul elementelor de deblocare se îndeseşte în zona tensiunilor de intrare mici. Dacă se impune ca intervalele de variaţie a variabilei independente ($x = U_{intr}$) să nu înceapă de la 0, ci de la o anumită valoare minimă, numărul celulelor care intervin în aproximarea liniei poligonale se reduce foarte mult.

Rezultate practice nu se pot prezenta, întrucît dispozitivul nu a fost realizat practic în forma calculată.

BIBLIOGRAFIE

[1] Cuculescu, I. *Analiza numerică.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1968.

[2] Kogan, B. Ia. *Dispozitive electronice de modelare şi folosirea lor pentru studiul sistemelor de reglare automată.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1964.

[3] Korn, A. G. *Simularea şi măsurarea proceselor aleatoare* : Bucureşti Ed. tehnică, 1969.

[4] *Proccedings, IEEE,* vol. 56, nr. 8, 1968.

[5] Ledley, R. S. *Programarea şi utilizarea calculatoarelor numerice,* Bucureşti, Ed. tehnică, 1968.

[6] *Instrucţiuni pentru utilizarea calculatorului Olivetti „Programma 101".*

Ing. MARTIN KAUCSÁR

Redresor comandat cu tiristoare cu caracteristică de transfer liniară

În sistemele automate de multe ori este necesară utilizarea unor amplificatoare liniare de curent continuu cu o putere considerabilă la ieşire, de exemplu în automatizarea acţionărilor electrice unde, pentru reglarea în limite largi a turaţiei unui motor de curent continuu este necesară alimentarea rotorului cu o tensiune continuă variabilă.

În vederea obţinerii la ieşire a unei tensiuni continue variabile, cu o putere suficient de mare pentru alimentarea unor instalaţii industriale, se poate folosi un redresor comandat cu tiristoare. Circuitul de comandă descris permite obţinerea unei dependenţe liniare între tensiunea de comandă, la intrarea circuitului de comandă, şi tensiunea medie redresată, la ieşirea redresorului cu tiristoare.

Echipamentul oferă avantaje multiple, ca obţinerea unui randament ridicat deoarece variaţia tensiunii la ieşire se face prin variaţia unghiului de amorsare al tiristoarelor, căderile de tensiune la bornele tiristoarelor în conducţie fiind reduse (1 — 3 V). Acest avantaj se face simţit în cazul instalaţiilor de mare putere, unde randamentul este de o deosebită importanţă. Circuitul de comandă este simplu, cu mare siguranţă de funcţionare. Datorită caracteristicii liniare, se obţin performanţe mai bune şi se evită multe probleme complicate de calcul în sistemul automat în care circuitul este utilizat.

Circuitul de comandă este prezentat numai pentru un singur tiristor din puntea de redresare. Pentru orice tip de montaj de punte se poate elabora cu uşurinţă ansamblul de circuite de comandă.

1. Principiul de funcţionare

Schema principială (schema bloc) este reprezentată în figura 1. Se preferă montaje de redresare în punte comandate sau semicoman-

date cu diodă de nul sau fără diodă de nul. Montajul cu diodă de nul are avantajul unei pulsaţii mai reduse a curentului redresat faţă de cel fără diodă de nul, care însă prezintă un alt avantaj şi anume acela de a se transforma

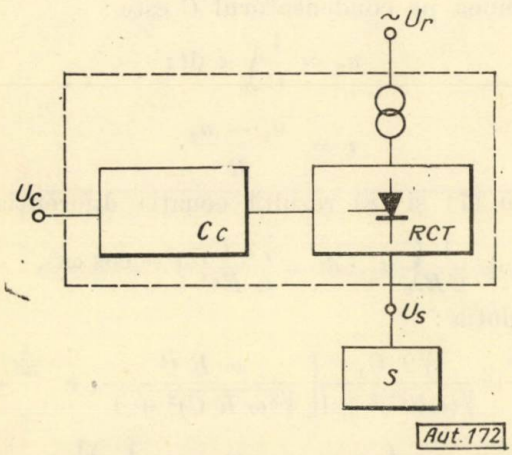


Fig. 1. Schema bloc a redresorului cu tiristoare cu caracteristică de transfer liniară :
RCT – redresor comandat cu tiristoare; *Cc* – circuitul de comandă; *S* – sarcina.

în invertor atunci cînd sarcina debitează energie sursei (atunci, de exemplu, cînd sarcina este un motor electric de curent continuu şi funcţionează în regim de frînare electromagnetică — motorul fiind un adevărat generator de curent continuu). În sarcină s-a inclus şi inductanţa de netezire a pulsaţiilor de curent. Dacă puterea consumată de sarcină nu este prea mare, se poate lucra cu punţi monofazate; în caz contrar se lucrează cu punţi trifazate, hexafazate etc. Scheme, principii de funcţionare, relaţii de proiectare se găsesc în literatura de specialitate [1], [2], [3], [5], [6].

Circuitul de comandă al tiristoarelor utilizează transistoare unijoncţiune. Din cauza rezistenţei negative a transistoarelor unijoncţiune, impulsul de comandă rezultat are un front foarte bun, dînd o comandă sigură şi un unghi de amorsare bine determinat tiristorului respectiv. Schemele similare cu transistoare [8], [9], [10] pentru obţinerea aceloraşi performanţe necesită mai multe elemente active şi pasive.

Caracteristica de transfer liniară presupune relaţia :

$$U_s = K \cdot U_c. \qquad (1)$$

Înainte de a trece la analiza circuitului de comandă, care realizează variaţia unghiului de amorsare α în funcţie de U, trebuie dedusă dependenţa tensiunii medii redresate U_s de unghiul de amorsare al tiristoarelor. Se ia cazul general cu un număr de faze m. Formele de undă la bornele sarcinii, considerînd inductanţa de netezire a pulsaţiilor de curent suficient de mare şi inductanţa de scăpări a transformatorului de la care se alimentează puntea neglijabilă, sînt reprezentate în figura 2 şi în figura 3. În cazul redresorului cu diodă de nul, rezultă tensiunea medie redresată :

$$U_s = \frac{1}{2\pi/m}\int_{\alpha}^{\frac{\pi}{2}+\frac{\pi}{m}} \sqrt{2}U_r \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}\right) \mathrm{d}(\omega t) =$$

$$= \frac{1}{2\pi/m}\sqrt{2}U_r\left[1 + \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}\right)\right]; \qquad (2)$$

în cazul redresorului fără diodă de nul se obţine :

$$U_s = \frac{1}{2\pi/m}\int_{\alpha}^{\alpha+\frac{2\pi}{m}} \sqrt{2}\,U_r \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}\right) \mathrm{d}(\omega t) =$$

$$= \frac{\sin\,\pi/m}{\pi/m}\sqrt{2}\;U_r\;\cos\alpha. \qquad (3)$$

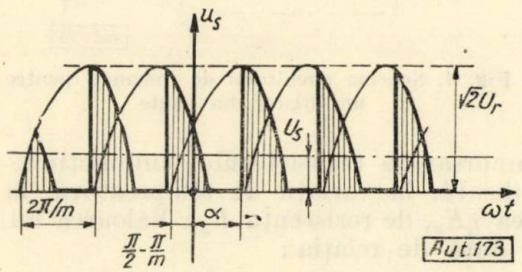


Fig. 2. Tensiunea la bornele sarcinii în cazul redresorului în punte cu m faze cu diodă de nul.

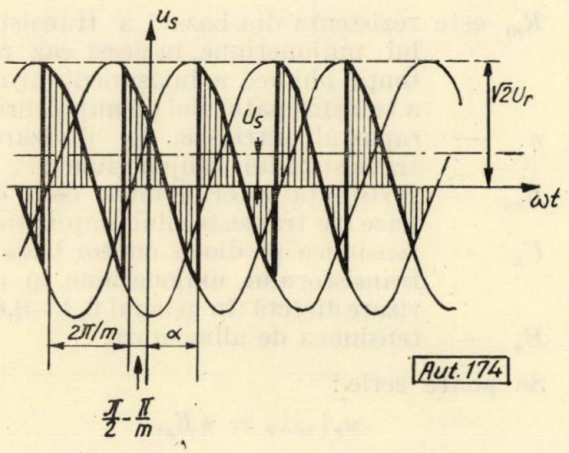


Fig. 3. Tensiunea la bornele sarcinii în cazul redresorului în punte cu m faze fără diodă de nul.

Schema circuitului de comandă pentru un tiristor din punte este reprezentată în figura 4. După defazajul γ al tensiunii u_1 faţă de tensiunea de la bornele tiristorului şi după valoarea tensiunii de compensare U_k (care are rolul de a face să treacă prin origine caracteristica liniară), circuitul poate fi utilizat pentru montaje de redresare în punte cu sau fără diodă de nul.

Circuitul de comandă este în fond un oscilator de relaxare comandat. Cînd :

$$u_E = U_c + U_k + u_2 \qquad (4)$$

devine egală cu tensiunea de amorsare a transistorului unijoncţiune, atunci rezultă un impuls pentru comanda tiristorului. Tensiunea

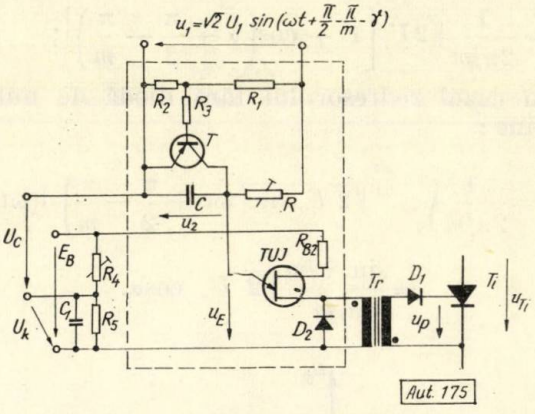


Fig. 4. Schema circuitului de comandă pentru un tiristor din punte.

de amorsare a transistorului unijoncţiune este stabilizată, la variaţii de temperatură, la valoarea ηE_B, de rezistenţa R_{B2}. Valoarea lui R_{B2} este dată de relaţia :

$$R_{B2} = R_{B1} \cdot \frac{1-\eta}{\eta} + R_{BB} \cdot \frac{U_D}{\eta E_B}, \qquad (5)$$

unde :

R_{B1} este rezistenţa din baza 1 a transistorului unijoncţiune, în acest caz rezistenţa ohmică a înfăşurării primare a transformatorului de impulsuri Tr ;

η — raportul intrinsec de divizare al transistorului unijoncţiune ;

R_{BB} — rezistenţa internă între cele două baze ale transistorului unijoncţiune ;

U_D — tensiunea pe dioda emitor-bază 1 a transistorului unijoncţiune în polarizare directă (în general 0,4—0,6V) ;

E_B — tensiunea de alimentare.

Se poate scrie :

$$u_E \mid_{\omega t=\alpha} = \eta E_B, \qquad (6)$$

de unde va rezulta unghiul de amorsare în funcţie de U_c. Dacă se fac înlocuirile în relaţiile (2) sau (3), trebuie să rezulte relaţii de forma (1). Acest lucru este realizat prin modul de variaţie a lui u_2. Pentru aceasta se integrează cu grupul RC tensiunea $u_1 = \sqrt{2}U_1 \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} - \gamma\right)$. Integrarea se face cu condiţii iniţiale nule pentru că, după amorsarea transistorului unijoncţiune, tensiunea la bornele condensatorului C are o variaţie tranzistorie, care ar influenţa tensiunea pe condensator pentru perioada următoare.

Considerînd originea în :

$$t = -\frac{\pi/_2 - \pi/_m - \gamma}{\omega},$$

tensiunea pe condensatorul C este :

$$u_2 = \frac{1}{C}\int_0^t i\, dt; \qquad (7)$$

$$i = \frac{u_1 - u_2}{R}. \qquad (8)$$

Din (7) şi (8) rezultă ecuaţia diferenţială :

$$u_2 + \frac{1}{CR}\int_0^t u_2 \cdot dt = \frac{\sqrt{2}\,U_1}{\omega\, RC}(1 - \cos\omega t), \qquad (9)$$

cu soluţia :

$$u_2 = \frac{\sqrt{2}\,U_1}{\sqrt{(\omega RC)^2+1}}\left[\frac{\omega\, R\, C}{\sqrt{(\omega\, R\, C)^2+1}} \cdot e^{-\frac{t}{RC}} - \right.$$

$$\left. -\cos\left(\omega t + \gamma + \operatorname{arc\,tg}\frac{1}{\omega R C}\right)\right]; \qquad (10)$$

dacă ωRC foarte mare şi revenind la vechea origine :

$$u_2 = U\left[1 - \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} - \gamma\right)\right], \qquad (11)$$

unde :

$$U = \frac{\sqrt{2}\,U_1}{\omega\, RC}. \qquad (12)$$

Deci :

$$u_E = U_c + U_k + U\left[1 - \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} - \gamma\right)\right]. \qquad (13)$$

Din relaţia (6) şi (13) :

$$\cos\left(\alpha + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} - \gamma\right) = \frac{U_c + U_k + U - \eta E_B}{U}. \qquad (14)$$

În cazul redresorului cu diodă de nul se ia $\gamma = 0$ şi din (14) $\cos\left(\alpha + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}\right) = \frac{U_c + U_k + U - \eta E_B}{U}$ care, înlocuit în (2), dă :

$$U_s = \frac{\sqrt{2}\,U_r}{2\,\pi/m}\left[\frac{U_c}{U} + \frac{U_k + 2U - \eta E_B}{U}\right]; \qquad (15)$$

pentru o relaţie de forma $U_s = K \cdot U_c$ va trebui :

$$U_k = \eta\, E_B - 2\, U; \qquad (16)$$

$$K = \frac{\sqrt{2}}{2\,\pi/m} \cdot \frac{U_r}{U}. \qquad (17)$$

În cazul redresorului fără diodă de nul se ia

$$\gamma = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} \text{ şi din (14) } \cos\alpha = \frac{U_k + U_s + U - \eta E_B}{U}$$

care, înlocuit în (3), dă:

$$U_s = \frac{\sin \pi/m}{\pi/m} \cdot \frac{\sqrt{2}\, U_r}{U} \cdot (U_c + U_k + U - \eta E_B); \tag{18}$$

pentru o relaţie de forma $U_s = K\ U_c$ va trebui:

$$U_k = \eta\ E_B - U; \tag{19}$$

$$K = \frac{\sqrt{2} \sin \pi/m}{\pi/m} \cdot \frac{U_r}{U}. \tag{20}$$

Defazajul γ dorit se realizează cu ajutorul unor circuite de defazare, iar tensiunea U_k se obţine prin divizarea tensiunii E_B cu divizorul R_4, R_5. Condensatorul C_1 micşorează impedanţa internă echivalentă în impuls a sursei U_k.

Circuitul de descărcare comandat, format din transistorul T, are rolul de a descărca condensatorul după terminarea semiperioadei în care se poate comanda tiristorul pentru ca integrarea să înceapă de la aceleaşi condiţii iniţiale (nule).

În timpul alternanţei negative a lui u_1 (fig. 9), transistorul T este în saturaţie. Pentru a avea o tensiune de saturaţie cît mai mică, saturaţia trebuie să fie puternică. Din condiţia de saturaţie rezultă:

$$R_3 > R\ \beta \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \tag{21}$$

Se va verifica ca $I_{C\,max}$ să nu depăşească valoarea admisibilă a transistorului:

$$I_{C\,max} < I_{C\,max\,adm};\quad I_{C\,max} = \frac{\sqrt{2}\, U_1}{R}. \tag{22}$$

În timpul alternanţei pozitive a lui U_1. transistorul este blocat şi începe încărcarea lui C prin R. Tensiunea la bornele lui C are variaţia conform relaţiei (11) (dacă nu se neglijează tensiunea de saturaţie, atunci ea se va aduna la u_2 ca un termen constant şi se poate compensa cu U_k) pînă cînd $u_{CB} = u_{CE} - u_{BE}$ devine pozitiv şi se deschide joncţiunea colector-bază a transistorului şi începe descărcarea condensatorului. Valoarea lui ξ este dată de ecuaţia $u_{CE} = u_{BE}$

sau în final:

$$\sqrt{2}\, U_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2} \sin \xi - U\ (1 - \cos \xi) = 0. \tag{23}$$

Pentru acoperirea cît mai mare a domeniului de amorsare posibil al tiristorului, trebuie ca ξ să fie cît mai apropiat de π. Cu cît $\sqrt{2}\, U_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ este mai mare decît U, cu atît mai mult ξ tinde spre π.

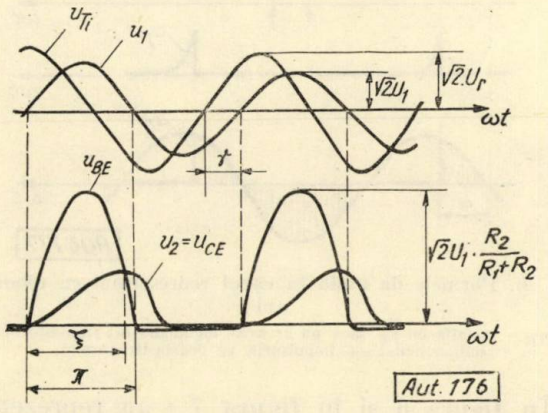


Fig. 5. Formele de undă pentru tensiunea la bornele tiristorului neamorsat; tensiunea care se aplică circuitului de integrare (u_1); tensiunea la bornele transistorului T. (Partea de sus şi cea de jos nu sînt la aceeaşi scară).

Se verifică tensiunile pe joncţiunile transistorului:

$$U_{BE\,max} < U_{BE\,max\,adm};\quad U_{BE\,max} = \sqrt{2}\, U_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2}; \tag{22}$$

$$U_{CB\,max} < U_{CB\,max\,adm};\quad U_{CB\,max} =$$

$$= \sqrt{\left(\sqrt{2} \cdot U_1 \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}\right)^2 + U^2} - U \cdot \tag{23}$$

Dioda D_1 are rolul de a proteja poarta tiristorului de impulsuri negative; D_2 închide curentul de autoinducţie din înfăşurarea transformatorului după dezamorsarea transistorului unijoncţiune.

Raportul de transformare al transformatorului de impulsuri Tr va rezulta ştiind amplitudinea impulsului necesară unei comenzi sigure a tiristorului şi amplitudinea impulsului rezultat în primarul transformatorului. Se preferă un raport de transformare în jur de 1, deoarece un raport de transformare mare duce la mărirea rezistenţei interne a sursei de impulsuri de comandă (văzută din secundar). Dacă se măreşte E_B, se măreşte şi amplitudinea impulsului din primarul transformatorului şi deci atunci se poate micşora raportul de transformare. Se vor verifica tensiunile pentru transistorul unijoncţiune ales $E_B < U_{BBmax\,adm}$ şi $U_{EB\,max} < U_{EB\,max\,adm}$. În scopul transmiterii bune a frontului impulsului, inductanţa de scăpări a transformatorului trebuie să fie cît mai mică (se va utiliza bobinarea în secţiuni intercalate de primar şi secundar). Alte detalii şi relaţii de proiectare ale transformatorului de impuls se găsesc în [4].

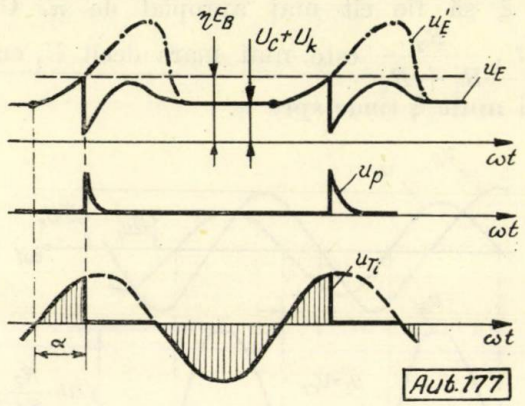


Fig. 6. Formele de undă în cazul redresorului cu diodă de nul :

u_E – variaţia lui u_E dacă nu ar avea loc amorsarea tranzistorului unijoncţiune; u_p – impulsurile pe poarta tiristorului.

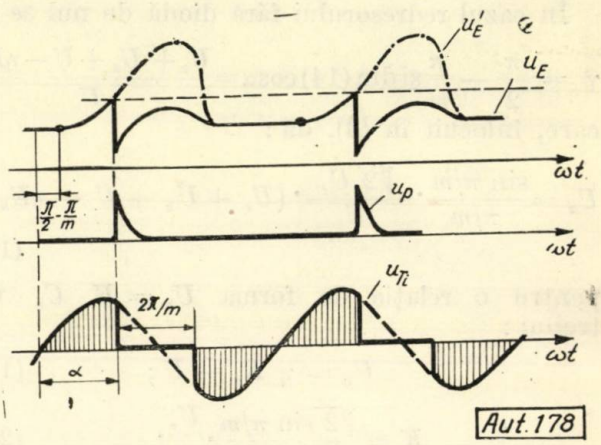


Fig. 7. Formele de undă în cazul redresorului fără diodă de nul.

În figura 6 şi în figura 7 s-au reprezentat formele de undă principale pentru cazul redresorului cu diodă de nul, respectiv fără diodă de nul.

2. Scheme practice

Se prezintă cazul punţilor redresoare utilizate mai des. În figura 8 este reprezentat redresorul cu tiristoare cu caracteristică de transfer liniară, cu punte monofazată, semicomandată cu diodă de nul. Se utilizează două circuite de comandă. Pentru că tensiunile pe cele două tiristoare sînt în antifază, şi tensiunile u_1 pentru cele două circuite de comandă vor fi în antifază, lucru care se obţine de la montajul cu transformator cu priză mediană. Transistoarele unijoncţiune utilizate trebuie selectate ca să aibă acelaşi raport intrinsec de divizare — η şi, utilizînd acelaşi E_B şi o unică tensiune de compensare de la divizorul R_4, R_5, se obţine o comandă corectă a celor două tiristoare (acelaşi α pentru acelaşi U_c). Trebuie acordată multă atenţie fazei tensiunilor; din acest motiv s-au însemnat bornele polarizate. Rezultă panta din formula (17) :

$$K = \frac{\sqrt{2}\,U_r}{\pi\,U}, \text{ iar } U_k = \eta E_B - 2U.$$

În figura 9 se prezintă cazul cu punte monofazată comandată în întregime fără diodă de nul. Avem $m = 2$ şi rezultă

$$\gamma = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} = 0.$$

Tensiunile pe Ti_1 şi Ti_2', respectiv pe Ti_1' şi Ti_2, fiind în fază, se comandă tiristoarele Ti_1 şi Ti_2', respectiv Ti_1' şi Ti_2, cu cîte un circuit de comandă. În rest aceleaşi menţiuni ca şi la montajul precedent. Avem $K = \frac{2\sqrt{2}\,U_r}{\pi\,U}$, iar $U_k = \eta\,E_B - U$.

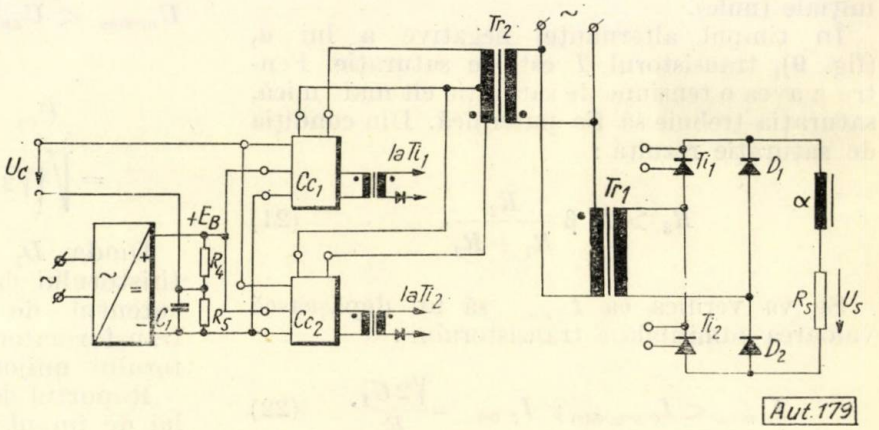


Fig. 8. Redresor cu caracteristică de transfer liniară cu punte monofazată semicomandată şi cu diodă de nul.

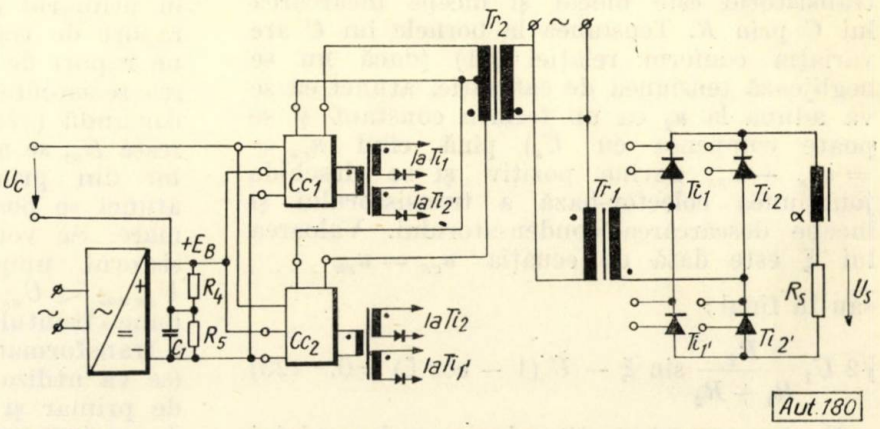


Fig. 9. Redresor cu caracteristică de transfer liniară cu punte monofazată comandată în întregime fără diodă de nul.

În figura 10,*a* se prezintă redresorul cu montaj de punte hexafazată comandată în întregime. Cu linie punctată s-a figurat dioda de nul D în cazul punţii hexafazate comandate în întregime cu diodă de nul.

Analizînd tensiunile aplicate punţii de la transformatorul trifazic Tr_1 (fig. 10, *b*), rezultă grupurile de două tiristoare care vor fi comandate simultan cu acelaşi circuit de comandă. Dacă $U_{r12} > 0$, se vor comanda tiristoarele Ti_1 şi Ti'_2, apoi urmează Ti_1 şi Ti'_3 (cînd $U_{r31} < 0$); Ti_2 şi Ti'_3; Ti_2 şi Ti'_1; Ti_3 şi Ti'_1; Ti_3 şi Ti'_2. În cazul cînd nu avem diodă de nul, $\gamma = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{6} = \frac{\pi}{3}$; iar în figura 10,*c* s-au reprezentat tensiunile U_1

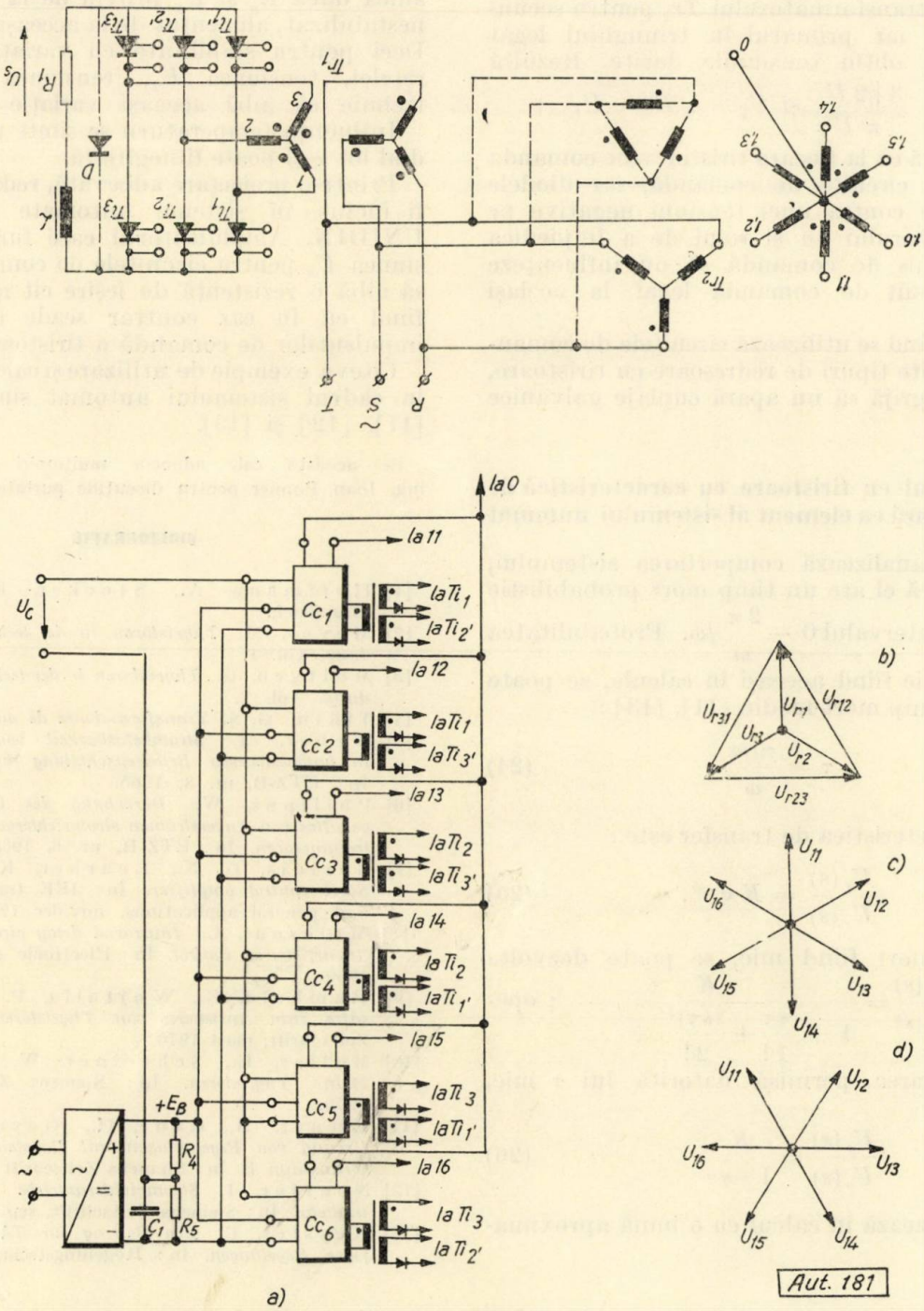


Fig. 10 a) Redresor cu caracteristică de transfer liniară cu punte de redresare hexafazată (la punte hexafazată cu diodă de nul se montează dioda de nul D şi conexiunea primarului Tr_2 în triunghi, notate cu linie punctată). b) Planul vector pentru tensiunile din secundarul lui Tr_1. c) Tensiunile u_1 care se aplică la circuitele de comandă la redresarea fără diodă de nul. d) Tensiunile u_1 care se aplică la circuitele de comandă la redresarea cu diodă de nul.

pentru cele şase circuite de comandă ţinînd seamă că $\gamma = \frac{\pi}{3}$. Aceste tensiuni se obţin uşor de la transformatorul Tr_2. Rezultă panta $K = \frac{3\sqrt{2}\,U_r}{\pi\,U}$ şi $U_k = \eta\,E_n - U$. În cazul cînd avem diodă de nul, $\gamma = 0$ şi rezultă tensiunile U_1 conform figurii 10, *d*. Utilizînd conexiunea transformatorului Tr_2 pentru secundar acelaşi, iar primarul în triunghiul legat punctat, se obţin tensiunile dorite. Rezultă panta $K = \frac{3\sqrt{2}\,U_r}{\pi\,U}$ şi $U_k = \eta\,E_B - U$.

Se observă că la fiecare tiristor vine comanda de la două circuite de comandă, iar diodele de protecţie contra unei tensiuni negative pe poarta tiristorului au şi rolul de a împiedica ca un impuls de comandă să nu influenţeze un alt circuit de comandă legat la acelaşi tiristor.

În cazul cînd se utilizează circuitele de comandă pentru alte tipuri de redresoare cu tiristoare, se va avea grijă să nu apară cuplaje galvanice nedorite.

3. Redresorul cu tiristoare cu caracteristică de transfer liniară ca element al sistemului automat

Dacă se analizează comportarea sistemului, se observă că el are un timp mort probabilistic cuprins în intervalul $0 - \frac{2\pi}{m}/\omega$. Probabilitatea de distribuţie fiind aceeaşi în calcule, se poate utiliza un timp mort mediu [11], [13]:

$$\tau = \frac{\pi/m}{\omega}. \tag{24}$$

Deci caracteristica de transfer este:

$$\frac{U_s(s)}{U_c(s)} = K\,e^{-s\tau}. \tag{25}$$

Timpul mort fiind mic, se poate dezvolta în serie $\frac{U_s(s)}{U_c(s)} = \frac{K}{1 + \frac{s\tau}{1!} + \frac{(s\tau)^2}{2!} + \ldots}$; oprind neglijarea permisă datorită lui τ mic, rezultă:

$$\frac{U_s(s)}{U_c(s)} = \frac{K}{1+s\tau}, \tag{26}$$

care se utilizează în calcul cu o bună aproximaţie.

Are o mare importanţă în funcţionare stabilitatea parametrilor sistemului, mai ales la variaţiile tensiunii reţelei. Panta K rămîne stabilă dacă tensiunile U_r şi U au aceeaşi variaţie procentuală, ceea ce se întîmplă dacă U_r şi U provin din aceeaşi reţea (v. (17) şi (20)). Menţinerea caracteristicii care să treacă prin origine se face numai dacă E_B şi U_k au aceeaşi variaţie procentuală cu U (v. (16) şi (19), adică dacă E_B şi U_k provin de la un redresor nestabilizat, alimentat de la aceeaşi reţea cu U_r. Deci pentru stabilitate cu variaţiile tensiunii reţelei, tensiunea U_1, tensiunea E_B şi U_k trebuie să aibă aceeaşi variaţie cu reţeaua.

Influenţa temperaturii se simte prin intermediul lui η şi poate fi neglijată.

Printr-o proiectare adecvată, redresorul poate fi inclus în sisteme automate cu sistemul UNIDIN. Amplificatorul care furnizează tensiunea U_c pentru circuitele de comandă trebuie să aibă o rezistenţă de ieşire cît mai mică dat fiind că în caz contrar scade amplitudinea impulsurilor de comandă a tiristoarelor.

Cîteva exemple de utilizare şi calcule efectuate în cadrul sistemului automat sînt tratate în [11], [12] şi [13].

Pe această cale aducem mulţumiri tovarăşului dr. ing. Ioan Ponner pentru discuţiile purtate.

BIBLIOGRAFIE

[1] Hoffmann, A., Stocker, K. *Thyristor-Handbuch.*
[2] Meyer, M. *Thyristoren in der technischen Anwendung*, vol. 1.
[3] Möltgen, G. *Thyristoren in der technischen Anwendung*, vol. 2.
[4] Ţîkin, G. S. *Transformatoare de audiofrecvenţă.*
[5] Weber, J. *Strombelasbarkeit von Stromrichtern in halbgesteuerter Brückenschaltung mit Freilaufventil.* În: ETZ-B, nr. 8, 1965.
[6] Philipps, W. *Berechung des Oberschwingungsgehaltes von Ankerströmen stromrichtergespeister Gleichstrommotoren.* În: ETZ-B, nr. 6, 1968.
[7] Saridis, G. N., Learner, K. O. *A linear SCR control amplifier.* În: IEE trans. on industry and general applications, nov/dec 1968.
[8] Malesani, L. *Improved delay circuit for thyristor linear power control.* În: Electronic engineering, ian 1969.
[9] Rambold, K., Wojtalla, P. *Kompaktsteuersätze zum Ansteuern von Thyristoren.* În: Siemens Zeitschrift, mart 1970.
[10] Müller, E., Schreiner, W. *Steuersätze für kleine Thyristoren.* În: Siemens Zeitschrift, april 1970.
[11] Ettner, N., Gäde, H., Geyer, W. *Projektierung von Regelanlagen mit Bausteinen des Systems Transidyn B.* În: Siemens Zeitschrift aug 1965.
[12] Neuffer, I. *Stromrichterantriebe mit Momentenumkehr.* În: Siemens Zeitschrift, sept 1965.
[13] Kessler, C. *Ein Beitrag zur Theorie mehrschleifiger Regelungen.* În: Regelungstechnik, nr. 8, 1960.

Ing. VALERIAN COMĂNESCU

Aparatură electronică portabilă pentru carotajul radioactiv gama spectrometric

În lucrările mai noi de geofizică nucleară, pentru studiul radiaţiilor gama emise de surse naturale sau de surse induse se utilizează detectoare de scintilaţie, care emit semnale electrice proporţionale cu energia radiaţiilor gama detectate. Spectrul de energii gama, provenit de la unul sau mai mulţi radionuclizi, se poate stabili măsurînd distribuţia în amplitudine a semnalelor emise de detectorul de tip spectrometric aflat în apropierea surselor. Aparatura electronică utilizată în acest scop trebuie să aibă o bună liniaritate pe întregul lanţ de măsură: cristal scintilator (CS), fotomultiplicator (FM), amplificator liniar de impulsuri, discriminator, cadenţmetru. Cînd măsurile nu se fac la o intensitate mare de radiaţie, rezoluţia în energie a unui spectrometru gama de scintilaţie este determinată în primul rînd de calitatea CS şi de cea a FM. Răspunsul cu energia al unui CS cu NaI (Tl) nu este liniar, neliniaritatea accentuîndu-se peste energii de 500 keV. În ceea ce priveşte randamentul luminos, acesta variază cu temperatura şi este de ordinul $-0{,}1\%/°C$ pentru CS cu NaI [1]. Spre a obţine o spectrometrie liniară este necesar ca amplificarea FM să fie riguros constantă; aceasta însă poate varia fie datorită derivei tensiunii înalte, fie variaţiei debitului, adică a produsului dintre amplitudinea impulsurilor şi viteza de numărare.

Proiectarea şi realizarea aparaturii spectrometrice pentru geofizică nucleară se dezvoltă pe două direcţii principale. O cale este aceea la care aparatura de adîncime este redusă la un amplificator liniar de impulsuri, capabil să transmită prin intermediul unui cablu coaxial informaţiile furnizate de detector, iar aparatura de suprafaţă este concepută astfel încît să realizeze prelucrarea semnalelor după amplitudine şi înregistrarea lor. Tot la suprafaţă se produce şi tensiunea înaltă necesară alimentării detectorului. Legătura dintre partea de adîncime şi cea de suprafaţă se realizează cu un cablu polifilar, avînd în interior doi sau trei conductori izolaţi şi un cablu coaxial. O a doua cale, cea mai frecventă, cuprinde pe lîngă amplificatorul liniar şi partea de prelucrare a semnalelor cu ajutorul unuia sau a doi discriminatori integrali sau cu un discriminator diferenţial. Reglarea tensiunii de prag şi lăţimii canalului se poate face fie de la aparatura de suprafaţă, în cazul lucrului cu cablu polifilar, fie direct pe electrodă înainte de introducerea ei în sondă, în cazul în care se utilizează cablu monofilar cu armătură metalică. Tensiunea înaltă necesară controlului se obţine în aparatura din sondă.

Ansamblul de măsură trebuie să fie în aşa fel conceput încît să aibă posibilităţi largi de analiză spectrală pentru ca, pe lîngă spectrometria radiaţiilor gama emise de radionuclizii naturali (U, Th, K), să poată studia şi radiaţiile gama rezultate din reacţii de tip $n - \gamma$ sau $\gamma - \gamma$, precum şi radiaţii gama rezultate din procesele de împrăştiere neelastică a neutronilor şi din procesele de împrăştiere $\gamma - \gamma$. În privinţa părţii mecanice, aceasta trebuie să permită şi cuplarea unei surse de neutroni sau a unei surse gama, cu ecranele corespunzătoare.

În articolul de faţă se prezintă caracteristicile electronice şi radiometrice ale aparaturii din adîncime care, cuplată şi alimentată la un numărător-cronometru portabil, constituie o aparatură mobilă, uşor de utilizat în lucrări de geofizică nucleară, în special în locurile greu accesibile şi în cele lipsite de energie electrică. Cu ajutorul unor instalaţii de acest tip se pot efectua lucrări de prospecţiuni pe bază de spectrometrie gama, care pot conduce la localizări şi estimări cantitative de minereuri şi zăcăminte de uraniu, toriu, potasiu, fier, plumb, aluminiu, cupru etc.

1. Descrierea aparaturii

Schema bloc a instalaţiei de măsură este dată în figura 1.

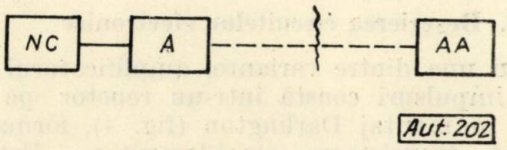


Fig. 1. Schema bloc a unei instalaţii de măsură pentru carotajul gama spectrometric:
NC – numărător-cronometru tip 537 – A; *AA* – aparatură de adîncime; *A* – adaptor NC – AA; *C* – cablu trifilar de 1 000 m, tip KTF – 0.3.

Numărătorul-cronometru este un aparat portabil, a cărui prezentare este făcută în [2].

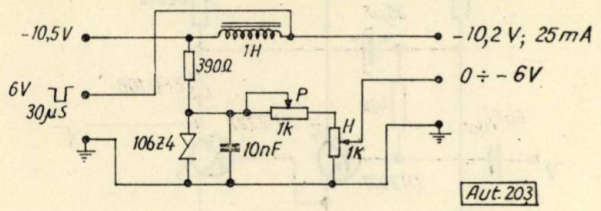


Fig. 2. Schema de principiu a adaptorului NC – AA.

Adaptorul constituie o mică anexă, care evită orice modificare în interiorul Numeportului. Schema lui de principiu este arătată în figura 2. El este prevăzut cu un helipot H,

pentru reglarea înălţimii pragului, şi cu un potenţiometru P, pentru extensia sau comprimarea domeniului de analiză.

Aparatura de adîncime este construită dintr-un amplificator liniar de impulsuri, dintr-un discriminator integral sau diferenţial, dintr-un circuit de formare cu amplificator de ieşire şi din sursa de tensiune înaltă necesară FM. Schema bloc este dată în figura 3.

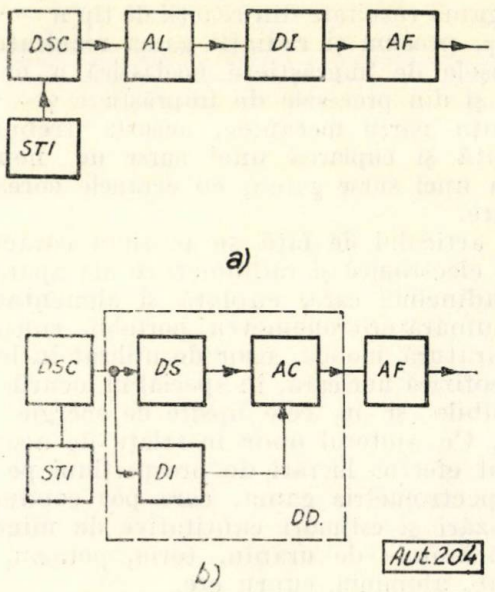


Fig. 3. Schema bloc a aparaturii de adîncime:
DSC – detector de scintilaţie; *AL* – amplificator liniar; *DI* – discriminator integral (inferior); *AF* – amplificator final; *DS* – discriminator superior; *DD* – discriminator diferenţial; *AC* – circuit de anticoincidenţă *STI* – sursă de tensiune înaltă.

2. Descrierea circuitelor electronice

În una dintre variante, amplificatorul liniar de impulsuri constă într-un repetor pe emitor în montaj Darlington (fig. 4), format din două transistoare complementare. Faţă de montajul clasic, acest tip de repetor are un coeficient de temperatură, o capacitate de intrare şi o tensiune offset mai mică, iar banda de frecvenţă mai mare [3].

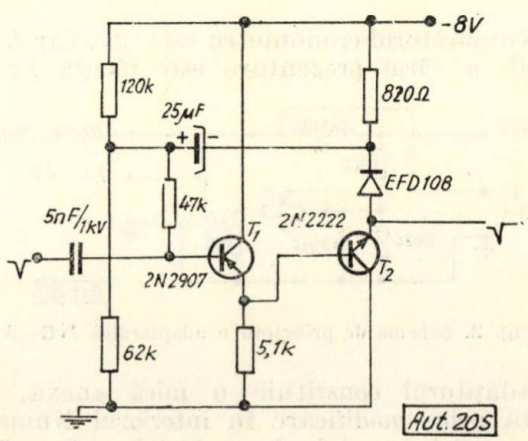


Fig. 4. Schema repetorului de tip Darlington cu transistoare complementare.

Repetorul are ca scop de a separa impedanţa de sarcină a FM de impedanţa de intrare a discriminatorului. În cazul repetorului, reglarea amplitudinii semnalului, care acţionează discriminatorul, se poate face variind tensiunea înaltă aplicată detectorului.

Într-o altă soluţie, circuitul de intrare (fig. 5) constă dintr-un amplificator cu reacţie

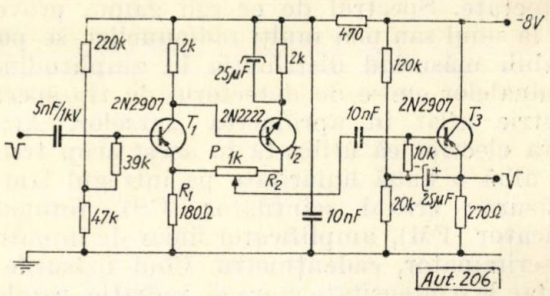


Fig. 5. Schema amplificatorului de intrare.

T_1, T_2 şi dintr-un repetor pe emitor T_3. Cele două transistoare complementare cuplate în buclă produc o reacţie negativă în emitor care face să crească impedanţa efectivă la intrare. Montajul se comportă ca un amplificator cu reacţie, cu toate că tensiunea de intrare şi cea de ieşire sînt în fază. Amplificarea circuitului este aproximativ $(R_1 + R_2)/R_1$ şi se poate regla cu ajutorul potenţiometrului P. Impedanţa de intrare este $\beta_1 \beta_2 / R_1$,

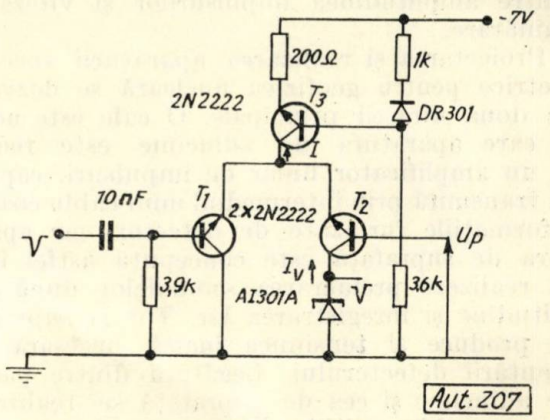


Fig. 6. Schema discriminatorului cu diodă tunel.

iar impedanţa de ieşire R_2/β_2. Repetorul de ieşire T_3 este prevăzut cu reacţie de tip bootstrap, care-i îmbunătăţeşte stabilitatea cu temperatura şi-i creşte impedanţa de intrare [4].

Pentru alegerea condiţiilor optime de lucru din punct de vedere radiometric este necesar să se poată regla fie amplificarea amplificatorului liniar, fie amplificarea FM, adică tensiunea înaltă sau ambele mărimi.

Circuitul de discriminare, utilizat pentru discriminarea nivelului inferior şi superior al semnalului, este acelaşi (fig. 6). Transistoarele

T_1, T_2 formează un amplificator diferenţial alimentat de un generator de curent constant [5]. Fără semnal la intrare, T_1 conduce, pe cînd T_2 este blocat din cauza tensiunii U_p aplicată pe baza lui. Curentul constant I este făcut egal cu 2 I_v, deoarece această limitare a curentului care trece prin dioda tunel (DT) îi măreşte stabilitatea de comutare. Cînd la intrare se aplică un impuls cu amplitudine U_p, curentul I se distribuie egal între T_1 şi T_2, adică prin T_2 curge un curent I_v care face ca DT să basculeze în starea de tensiune mare şi să dea la ieşire un impuls a cărui durată este în funcţie de cea a impulsului de la intrare. Cum frecvenţa de comutare a DT este foarte mare, răspunsul discriminatorului la impulsuri rapide este dictat de viteza de comutare a tranzistorului blocat T_2. Montajul utilizat răspunde la impulsuri cu o durată de 0,2 μs, iar tensiunea de prag este de aceeaşi polaritate cu tensiunea de alimentare a circuitului. Tensiunea de prag poate fi variată între −100 mV şi −5 V, adică o dinamică de 50, suficientă pentru lucrări la care baleierea spectrului se face cu canal glisant. La această metodă de măsură, scara de energii este liniară, iar raportul dintre energiile joase şi înalte nu este indicat să fie mai mic decît 1 la 25, deoarece forma spectrului care se obţine prezintă picuri subţiri şi ascuţite la energii mici şi picuri joase şi plate la energii mari [6]. Stabilitatea discriminatorului este $< \pm 1\%$ pentru temperaturi cuprinse între −20°C şi + 60°C.

Impulsul negativ din catoda DT este amplificat de un amplificator similar cu cel folosit pentru circuitul de intrare şi cuplat la un circuit monostabil T_1, T_2 (fig. 7), la care ambele transistoare sînt blocate în absenţa semnalului [7]. La aplicarea unui impuls negativ > 2 V şi cu o durată de minimum 0,1 μs, monostabilul basculează ducînd în conducţie ambele transistoare şi producînd în colectorul lui T_2 un impuls negativ de aproximativ 6 V şi 30 μs durată. Impulsul format este transmis apoi pe cablu prin intermediul unui repetor pe emitor T_3.

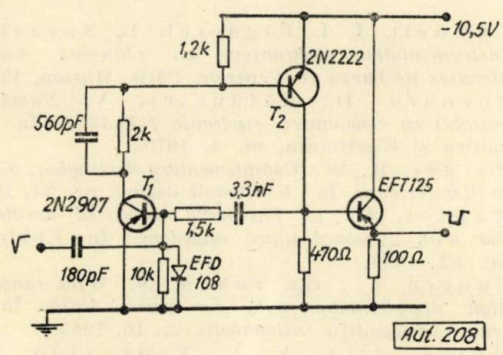


Fig. 7. Schema circuitului de formare şi a etajului de ieşire.

Circuitul de anticoincidenţă este format dintr-un amplificator diferenţial T_1, T_2 şi este arătat în figura 8. Cînd la intrarea A nu se aplică semnal, T_2 conduce iar T_1 este blocat de tensiunea negativă care apare pe emitorul comun. Un impuls pozitiv aplicat la intrarea B este transmis pe colectorul lui T_2 şi de aici mai departe declanşează circuitul monostabil T_3, T_4 (fig. 8)

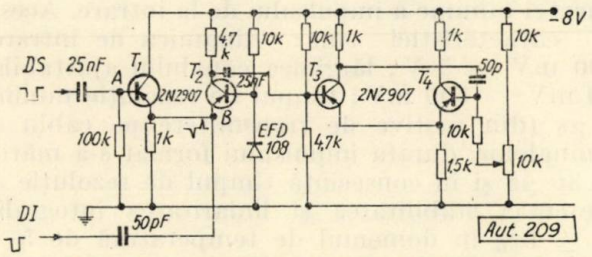


Fig. 8. Schema circuitului de anticoincidenţă şi a circuitului de formare.

sau similar cu cel din figura 7. Dacă se trimite un impuls negativ la intrarea A, T_2 se blochează iar pe colectorul lui apare un impuls negativ neglijabil deoarece curentul de repaus prin tranzistor este foarte mic. Un impuls negativ la intrarea B dă un rezultat similar. Intrarea B este cuplată la DI printr-o capacitate mică, care împreună cu rezistenţa din emitorul lui T_1, T_2 diferenţiază impulsurile sosite de la DI, producînd pentru fronturile posterioare impulsuri pozitive ce declanşează formatorul T_3, T_4 în cazul cînd DS nu este basculat şi sînt anulate de impulsurile negative de la DS cînd DI şi DS sînt acţionate de acelaşi impuls dat de detector.

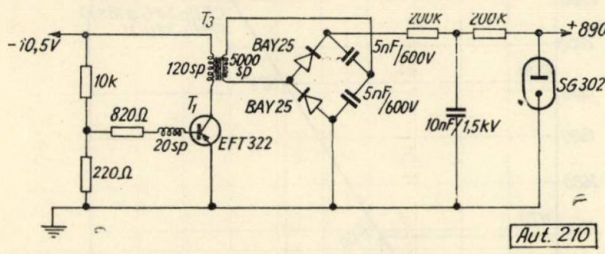


Fig. 9. Schema sursei de tensiune înaltă stabilizată.

În realizarea montajelor din figurile 4—8, în afara altor condiţii, s-a avut în vedere ca, în stare de repaus, consumul transistoarelor din aceste circuite să fie minim.

Sursa de tensiune înaltă este de tipul convertor cu bobină de şoc de acumulare (fig. 9). Tensiunea înaltă obţinută de la montajul de dublare este filtrată şi apoi stabilizată de un tub cu descărcare în regim corona.

Lanţul rezistiv de alimentare a FM a fost calculat ca să permită un curent cu o valoare de zece ori mai mare decît curentul anodic mediu la frecvenţa şi energia cea mai mare a impulsurilor, iar între catod şi prima diodă s-a introdus un stabilizator de 85—150 V [8].

3. Etalonarea aparaturii

Caracteristicile electronice ale aparaturii de adîncime au fost măsurate folosind un generator de impulsuri de precizie tip 204 Ortec pentru teste de stabilitate şi de liniaritate şi un generator de impulsuri simple şi duble tip PG5002 D Advance pentru determinarea timpului de rezoluţie, a frecvenţei maxime şi a duratei minime a impulsului de la intrare. Aceste caracteristici sînt: dinamica de intrare 100 mV — 5 V; lărgimea canalului ajustabilă 50 mV — 500 mV; timpul de rezoluţie minim 2 μs (din motive de transmitere pe cablu a semnalelor, durata impulsului format s-a mărit la 30 μs şi în consecinţă timpul de rezoluţie a crescut); stabilitatea şi liniaritatea integrală $< \pm 1\%$ în domeniul de temperatură de 5—45°C, cu tensiunea de alimentare constantă.

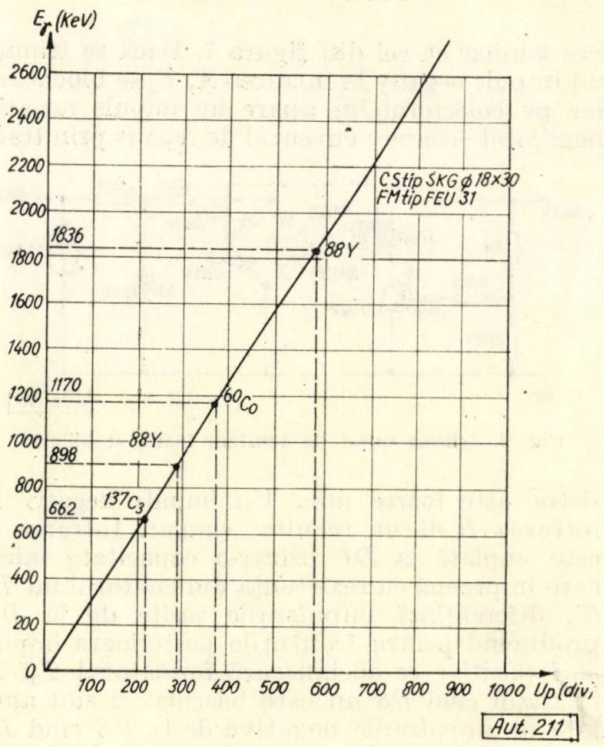


Fig. 10. Dreapta de etalonare $E = f(U_p)$.

Consumul este de 25 mA la — 10 V şi frecvenţa maximă de repetiţie 5 000 imp/s.

Comportarea aparaturii de adîncime din punct de vedere radiometric a fost studiată utilizînd surse etalon cu picuri de absorbţie totală cuprinse în domeniul 100—3 000 keV, interval determinat de spectrele de energii ale elementelor radioactive naturale *U*, *Th*, *K*. Cu ajutorul unor surse etalon se aleg minimum trei picuri de energii, cît mai uniform distribuite în domeniul de măsură, iar prin stabilirea aşezării lor în funcţie de tensiunea de prag se verifică liniaritatea diagramei energiei-amplitudine (fig. 10). Această dreaptă de etalonare serveşte şi la identificarea picurilor de absorbţie totală produse de sursele necunoscute de radiaţii gama, precum şi la calcularea corectă a rezoluţiilor picurilor.

Etalonarea spectrometrelor gama trebuie să se efectueze cu surse într-o geometrie optimă avînd activităţi de acelaşi ordin de mărime cu acelea care urmează să se măsoare [1]. Modificarea amplificării FM datorită variaţiei numărului particulelor detectate poate fi negativă sau pozitivă şi depăşeşte 6%. În general, aceste variaţii se produc aproape instantaneu, urmate de o uşoară derivă timp de cîteva ore.

4. Concluzii

Cu cristale de NaI(Tl) de tip spectrometric, cu FM de tip FEU—31 şi FEU—35 şi cu scheme electronice avînd la bază circuitele prezentate în articol, s-au realizat două electrode care pot lucra în domeniul radiaţiilor gama induse sau în domeniul radiaţiilor gama naturale. Comportarea lor în condiţii de teren din punct de vedere mecanic, electronic şi radiometric va furniza indicaţii utile pentru îmbunătăţirea aparaturii spectrometrice gama de scintilaţie pentru lucrări de geofizică. Cu o instalaţie portabilă, de tipul descris în articol, se fac încercări în laborator şi pe teren pentru a se obţine o aparatură corespunzătoare.

BIBLIOGRAFIE

1] Samueli, I. I., Pigneret, I., Sarasin, A., *Instrumentation électronique en physique nucléaire. Mesures de temps et d'énergie.* Paris, Masson, 1968.
2] Poenaru, D., Cătănescu, V. *Numărătorul portabil cu cronometru electronic NP-537A.* În: Automatica şi Electronica, nr. 4, 1970.
3] Pargec, R. W. *Complementary darlington, a leading emitter-follower.* În: Electronic desing, nr. 24, 1966.
4] Kaptev, G. I. *Thermally stabilized emitter-follower with increased input impedance.* În: Elektrosviaz, nr. 12, 1962.
5] Cancro, C., Garrohan, N. *Wide range pulse high descriminator with low power drain.* În: The review of scientific instruments, nr. 10, 1969.
6] Duivenstijn, A. I., Venverloo, L. A. *Spectrométrie gamma en pratique.* Bibliothèque technique Philips, 1965.
7] Miller, I. L. *One-schot offers high power and no stand by current drain.* În: Electronic design, nr. 24, 1966.
8] *An introduction to the photomultiplier,* EMI photomultiplier tubes, 30 M/6—67 (PMT). Hayes, Middlesex, England.

NOTĂ DE LABORATOR

Lector univ. HUBA SZÖCS

Comutator electronic bicanal cu circuite Schmitt

Comutatorul electronic construit de noi foloseşte drept elemente de comutaţie circuite (triggere) Schmitt. Aceste circuite basculează atunci şi numai atunci cînd tensiunea de intrare depăşeşte (sau scade sub) un nivel bine determinat (prag de basculare) [3]; bascularea însă este independentă de forma semnalului de intrare. Acest fapt are importanţă mai ales la comutatoarele multicanale [7].

Schema de principiu a comutatorului este redată în figura 1.

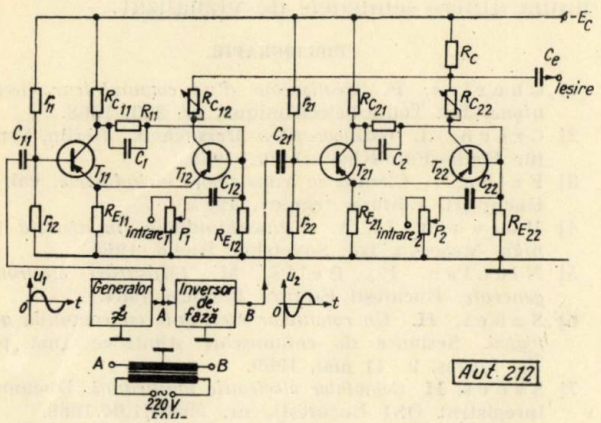


Fig. 1

Avînd în vedere independenţa basculării de forma semnalului, ca semnale de comandă s-au aplicat semnale sinusoidale [6, 7].

Comutatorul este compus din două circuite Schmitt, realizate cu transistoarele T_{11} şi T_{12}, respectiv T_{21} şi T_{22}. În scopul urmărit de noi starea iniţială a circuitelor Schmitt este aleasă astfel încît transistoarele T_{11} şi T_{21} conduc, iar T_{12} şi T_{22} sînt blocate. Circuitele basculează dacă potenţialul pe baza transistorului T_{11}, respectiv T_{21}, scade sub nivelul de basculare U_b.

Colectoarele transistoarelor T_{12}, respectiv T_{22}, sînt conectate, prin intermediul rezistoarelor-serie variabile (potenţiometre) R_{C12}, respectiv R_{C22}, la sarcina de colector comună R_C. Rezistenţele variabile servesc pentru reglarea componentei continue a semnalului de ieşire, deci pentru deplasarea pe verticală a „axelor de timp" ale celor două semnale utile. Acestea din urmă se aplică, prin potenţiometrele P_1 şi P_2, pe bazele transistoarelor T_{11}, respectiv T_{21}.

Semnalul sinusoidal de comandă u_1 se obţine cu ajutorul unui generator interior sau exterior aparatului. Semnalul sinusoidal de comandă u_2, în antifază cu u_1, se obţine la ieşirea unui etaj inversor de fază (eventual un transformator cu priză mediană legată la masă).

În aceste condiţii, într-o semiperioadă a semnalului sinusoidal de comandă conduce (este deschis) primul canal (transistorul T_{12}) al comutatorului, iar în a doua semiperioadă, cel de al doilea canal (T_{22}). După o perioadă completă a semnalului de comandă, ciclul de comutare reîncepe.

În cazul componentelor $R_{C12} = R_{C22} = 100 \ldots 1\,000\ \Omega$, $R_C = 100 \ldots 1\,000\ \Omega$, $R_{C11} = R_{C21} = 1\,200\ \Omega$, $R_{E11} = R_{E21} = 300\ \Omega$, $r_{11} = r_{21} = 1\,000\ \Omega$, $r_{12} = r_{22} = 2\,000\ \Omega$, $R_{11} = R_{21} = 680\ \Omega$, $P_1 = P_2 = 10 \ldots 100\ \text{k}\Omega$, $C_{11} = C_{12} = C_{21} = C_{22} = 0{,}25\ \mu\text{F}$, $C_e = 0{,}25\ \mu\text{F}$, $C_1 = C_2 = 220$ pF, T_{11}, T_{12}, T_{21}, T_{22} de tip EFT 307 sau similar, mărimea semnalului de comandă (sinusoidal) este de 300 mV_{eff}, iar tensiunea maximă de intrare (semnalul studiat) este de 1 V_{eff}.

Oscilogramele au fost obţinute prin două metode:

a) metoda eşantionării [5] (fig. 2), reprezentînd două semnale, unul sinusoidal, celălalt impulsoidal, fiecare de 50 Hz; frecvenţa de comutare fiind egală cu 20 kHz;

b) metoda „pachetelor de undă" (fig. 3), reprezentînd două semnale sinusoidale, de 500 Hz, respectiv de 4 kHz; frecvenţa de comutare fiind de 50 Hz, inferioară frecvenţelor semnalelor care se studiază.

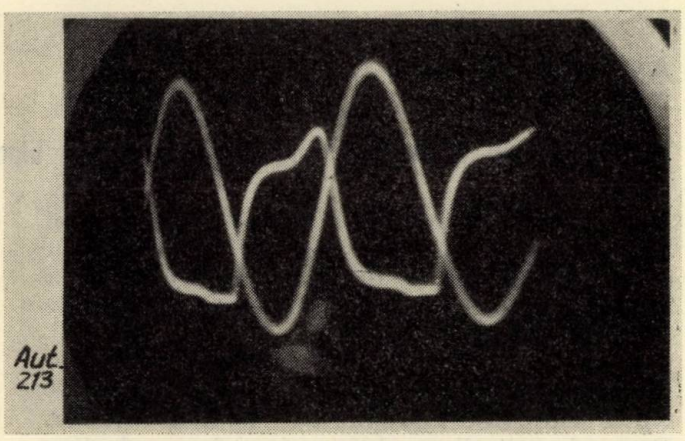


Fig. 2

Oscilograma din figura 4 înfăţişează imaginile nedesfăşurate ale celor două semnale sinusoidale arătate în figura 3. Desfăşurarea semnalelor se face prin reglarea adecvată a frecvenţei baleiajului orizontal.

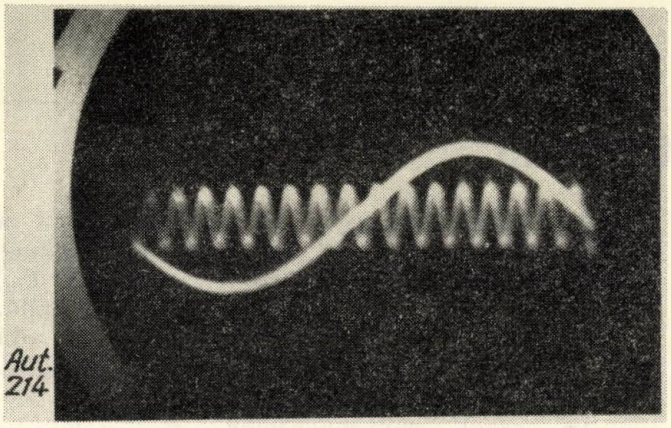


Fig. 3

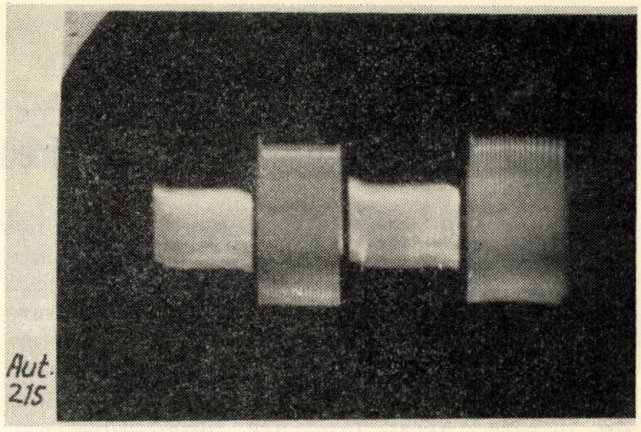


Fig. 4

Concluzii

1. Avînd în vedere performanţele transistoarelor folosite, frecvenţa de comutare poate fi numai de ordinul sutelor de kHz. Astfel, semnalele de studiat (aplicate comutatorului) nu pot depăşi 100 kHz. Folosind însă transistoare de comutaţie [3] sau tuburi cu emisie secundară [4], banda de trecere poate fi considerabil lărgită.

2. Dispozitivul prezentat a avut rolul de a demonstra noul principiu de funcţionare aplicat pentru construirea comutatoarelor electronice, fără intenţia de a obţine performanţe superioare.

3. Avantajul comutatorului electronic cu circuite Schmitt faţă de comutatoarele cunoscute [1, 2, 5, 8] constă în faptul că nu este sensibil la forma semnalului de comandă.

4. Baza de timp se sincronizează cu ajutorul unuia dintre semnalele de vizualizat.

BIBLIOGRAFIE

1] Charles, F. *Réalisation d'un commutateur électronique.* În: Toute l'électronique, nr. 323, 1968.
2] Czech, J. *Oszillographen-Messtechnik.* Berlin, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, 1965.
3] Felea, I. *Circuite cu transistoare în industrie,* vol. II, Bucureşti, Editura, tehnică, 1967.
4] Morugin, L. A. *Nanosekundnaia impulsnaia tehnika.* Moscova, Izd. Sovetskoe Radio, 1964.
5] Nicolau, E., Beliş, M. *Măsurări electronice generale.* Bucureşti Editura tehnică, 1964.
6] Szöcs, H. *Un comutator electronic cu comanda analogică.* Sesiunea de comunicări ştiinţifice Inst. ped. Tg. Mureş, 9—11 mai, 1969.
7] Szöcs, H. *Comutator electronic multicanal.* Document înregistrat OSI Bucureşti, nr. 59569/1.04.1969.
8] Szöcs, H., Szöcs, G. *Un osciloscop catodic înzestrat cu voltmetru electronic şi generatoare de semnal.* În: Buletinul ştiinţific al Inst. ped. de 3 ani Baia Mare, vol. 2, 1970, p. 251—257.

ACTUALITĂŢI

Tehnici noi de obţinere a circuitelor integrate bipolare

La Bell Telephone Laboratories au fost puse la punct de curînd noi tehnici de obţinere a circuitelor integrate bipolare la care izolarea între elemente este realizată prin difuziile de colector sau de bază.

Procesul standard de obţinere a circuitelor integrate bipolare foloseşte substrat de siliciu de tip P cu strat îngropat N^+ pentru colector. Baza şi emitorii se obţin prin difuzii selective în stratul epitaxial, iar izolarea între elemente, printr-o difuzie adîncă de tip P^+. În tehnologia standard sînt necesare patru difuzii selective, deci 6 măşti. Procesele de fotomascare sînt costisitoare şi, în acelaşi timp, o sursă de defecte.

1. **Tehnica izolării prin difuzia de colector** (Collector Diffusion Isolation — C.D.I.) necesită numai 5 procese de fotomascare (fig. 1). Pe substratul de Si de tip P se difuzează stratul îngropat (colectorul) de tip N (I—mascat). Pe toată suprafaţa se creşte un strat epitaxial de tip P (bază), în care se face o difuzie neselectivă P. Contactele de colector de tip N se difuzează selectiv (a II-a mască) prin stratul epitaxial, pînă la stratul îngropat. Difuzia de emitor (a III-a mască), ferestrele de contact (a IV-a mască) şi metalizarea contactelor (a V-a mască) se fac la fel ca la dispozitivele clasice.

Rezistenţele se pot realiza în trei moduri diferite folosind stratul de bază, stratul îngropat sau stratul de bază de sub emitor.

Aria necesară izolării elementelor este mai mică, ceea ce permite o mărire a densităţii elementelor pe unitatea de arie.

CONTENTS

Penescu C.:

Editorial.

Automatica şi Electronica 15, nr. 3, may-june 1971. p. 97–99

DC 621.391 : 62–50

Penescu C. :

Concepts in the theory of systems.

Automatica şi Electronica 15, nr. 3, may-june 1971, p. 100–110

Analysing the development of the systems-science — still in an incipient stage — and the insufficiency of present concepts, the author attempts to substantiate theoretically the basic concepts in the theory of systems.

DC 681.327.8

Necula N. N. :

A method of on-line classification of data.

Automatica şi Electronica 15, nr. 3, may-june 1971, p. 110–116

The paper deals with the utilization of digital computers for automatic classification of data representing objects or phenomena characterized in n-space.

DC 531.717 : 539.16.08

Ionescu G., Dănilă Th. and *Călin C.* :

Apparatus for measurement and recording of thickness by means of ionizing radiations.

Automatica şi Electronica 15, nr. 3, may-june 1971, p. 116–123

The paper describes an apparatus designed for the measurement of the thickness of a thin copper foil by means of a radiation source.

DC 681.32 : 518.5

Alecu-Călușiță Mioara and *Gheorghe V.* :

Tracing of root places by means of digital computers.

Automatica şi Electronica 15, nr. 3, may-june 1971, p. 123–131

The authors describe a calculus routine for automatic calculation and tracing (on printer) of the place of the roots of a characteristic equation of an automatic reaction system.

DC 681.32 : 621.314.2.001.13

Fogoroș I. :

Designing method for achievement of functional transformers by means of digital computers.

Automatica şi Electronica 15, nr. 3, may-june 1971, p. 131–136

The method permits to achieve high precision functional transformers for the whole variation range of the independent variable.

DC 621.314.632 : 621.382.233

Kaucsár M. :

Rectifier controlled by linear transfer characteristics thyristors.

Automatica şi Electronica 15, nr. 3, may-june 1971, p. 136–142

This rectifier is designed to achieve high power due to supply industrial installations undergoing an automation process.

DC 621.389–182.4 : 622.143

Comănescu V. :

Portable electronic equipment for bore-hole logging by gamma-rays.

Automatica şi Electronica 15, nr. 3, may-june 1971, p. 143–146

The paper supplies principle diagrams for different component circuits of depth equipment.

DC 621.316.543.1 : 621.373.431.1

Szöcs H.:

Two-channel electronic switch with Schmitt circuits.

Automatica şi Electronica 15, nr. 3, may-june 1971, p. 147–148

NEWS 148–149

CHRONICLE 149–152

SOMMAIRE

Penescu C. :
Éditorial
Automatica şi Electronica 15, no. 3, mai-juin 1971, p. 97–99

CD 621.391 :62–50
Penescu C. :
Les concepts de la théorie des systèmes.
Automatica şi Electronica 15, no. 3, mai-juin 1971, p. 100–110
En tenant compte du développement, à peine commencé, de la science des systèmes, et d'autre part de l'insuffisance des concepts actuels, l'auteur tâche de fondamenter théoriquement les concepts principaux de la théorie des systèmes.

CD 681.327.8
Necula N. N. :
Méthode pour la classification automatique (on-line) des données.
Automatica şi Electronica 15, no. 3, mai-juin 1971, p. 110–116
L'article se rapporte à l'utilisation des calculateurs numériques pour la classification automatique des données qui représentent des objets ou bien des phénomènes caractérisés dans des espaces n-dimensionnels.

CD 531.717 : 539.16.08
Ionescu G., *Dănilă Th.* et *Călin C.* :
Appareil pour le mesurage et l'enregistrement des épaisseurs à l'aide des radiations ionisantes.
Automatica şi Electronica 15, no. 3, mai-juin 1971, p. 116–123
On présente un appareil pour le mesurage de certaines feuilles minces en cuivre à l'aide des sources de radiations.

CD 681.32 :518.5
Alecu-Călușiță Mioara et *Gheorghe V.* :
Le traçage de la position des racines à l'aide du calculateur numérique.
Automatica şi Electronica 15, no. 3, mai-juin 1971, p. 123–131
On décrit un programme de calcul pour le calcul et le traçage automatique (sur bande imprimante) de la position des racines de l'équation caractéristique d'un système automatique de réaction.

CD 681.32 : 621.314.2.001.13
Fogoroș I. :
Méthode pour élaborer les projets des transformateurs fonctionnels à l'aide des calculateurs numériques.
Automatica şi Electronica 15, no. 3, mai-juin 1971, p. 131–136
Cette méthode permet la réalisation pratique de certains transformateurs fonctionnels, offrant une précision élevée pour tout l'intervalle de variation de la variable indépendante.

CD 621 314.632 : 621.382.233
Kaucsár M. :
Redresseur commandé par thyristors à caractéristique de transfert linéaire.
Automatica şi Electronica 15, no. 3, mai-juin 1971, p. 136–142
En utilisant ce redresseur, on tâche d'obtenir une grande puissance, nécessaire pour l'alimentation de certaines installations industrielles en cours d'automation.

CD 621.389–182.4 : 622.143
Comănescu V. :
Appareillage électronique portable pour le carottage radioactif gamma spectrométrique.
Automatica şi Electronica 15, no. 3, mai-juin 1971, p. 143–146
On présente les schémas de principe des différents circuits composant l'appareillage de profondeur.

CD 621.316.543.1 : 621.373.431.1
Szöcs H. :
Commutateur électronique à deux canaux, à circuits Schmitt.
Automatica şi Electronica 15, no. 3, mai-juin 1971, p. 147–148

ACTUALITÉS 148–149
CHRONIQUE 149–152

Meritul relativ al tehnicii C.D.I. faţă de cea standard depinde de grosimea stratului epitaxial folosit. Pentru grosimi mari, C.D.I. oferă un proces tehnologic mai simplu şi o mărire de

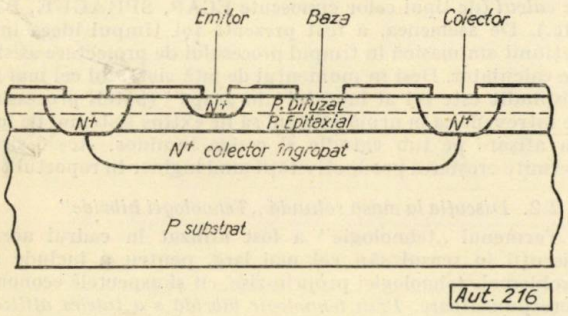


Fig. 1

2—3 ori a densităţii elementelor pentru aceleaşi performanţe electrice. Dacă se foloseşte strat epitaxial subţire (1—2 μ), mărirea densităţii se reduce la 20—40% şi tehnologia standard duce la performanţe superioare.

2. **Tehnica izolării prin difuzia de bază (Base Diffusion Isolation — B.D.I.)** foloseşte strat epitaxial N crescut pe substrat P (fig. 2). O dată cu baza se difuzează peretele izolator P care nu atinge substratul. Emitorul se face prin difuzie N^+, la fel ca în tehnologia standard. O tensiune negativă suficient de mare aplicată peretelui de izolare faţă de substrat determină extinderea regiunii de sarcină spaţială pînă la substrat. În felul acesta, transistorul este izolat de restul circuitului prin stratul de baraj format.

S-au realizat în această tehnică transistoare fără strat îngropat (cu numai 4 procese de fotomascare). Rezistenţa serie colector mare face ca transistorul să fie utilizabil numai la curenţi mici. S-au obţinut transistoare cu tensiune de saturaţie tipică 0,3 V la curent de

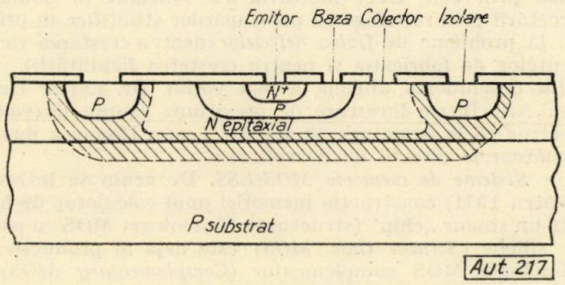


Fig. 2

colector 0,1 mA; frecvenţa de tăiere f_T = = 85 MHz; iar tensiunea de izolare care asigură pătrunderea regiunii N — tipic 10 V.

Transistorul parazit pnp — care are regiunea de izolare drept colector — limitează aplicaţiile dispozitivului.

Tehnica B.D.I. este utilă pentru circuite liniare şi logice nesaturate, de putere mică, avînd avantajul unui proces tehnologic foarte simplu.

BIBLIOGRAFIE

1] Murphy, B. T. *Collector diffusion isolation.* In: Proc. IEEE, nr. 9, 1969.

2] Senhonse, L. S. *Base diffusion isolation for transistors.* International electron devices meeting, Washington, oct 1969.

Rodica Savin

CRONICĂ

Congresul Internaţional "Mikroelectronik", München 9 — 11 Nov 1970

Congresul „MIKROELECTRONIK" — 1970 a fost al 4-lea în seria de congrese cu acelaşi nume care se ţin o dată la doi ani la München. El a fost organizat în paralel cu expoziţia „ELECTRONIKA-70".

Congresul a reunit specialişti în domeniul microelectronicii din laboratoare şi institute de cercetare. Dintre personalităţile marcante în domeniu se pot cita Dr. Lester Hogan (S.U.A.), Dr. M. M. Atalla (S.U.A.), Dr. L. N. Aleksandrov (Institutul de fizica semiconductoarelor de la Novosibirsk, U.R.S.S.), Dr. J. A. Narud (New York University, S.U.A.), Dr. A. Goetzberger (Laboratoarele Bell, S.U.A.), Dr. L. Steipe (R.F.G.).

1. Deschiderea oficială a Congresului

Deschiderea oficială a congresului a fost făcută de Dr. L. Steipe, preşedintele congresului.

În discursul său, Dr. Steipe a accentuat următoarele elemente care conturau cadrul general de desfăşurare a congresului.

1. Industria electronică a ajuns în 1970 la un grad înalt de complexitate şi rafinament tehnologic, care depăşeşte prevederile care puteau fi făcute la ediţia anterioară a aceluiaşi congres (1968).

Astfel, în domeniul circuitelor integrate pentru calculatoare s-a ajuns la circuite cu grad înalt de integrare (LSI) a căror *complexitate* face folosirea calculatoarelor pentru generarea măştilor şi a programelor de testare indispensabilă; confruntarea fabricant de circuite integrate — beneficiar (fabricant de calculatoare) nu mai este o chestiune exclusivă de negocieri comerciale, ea a devenit o necesitate vitală pentru ambele părţi *sub aspect tehnologic.*

Din punct de vedere al *performanţelor* a fost necesar ca să se lichideze decalajul de performanţe dintre circuitele integrate şi componentele discrete (acestea din urmă sînt superioare din punctul de vedere al performanţelor individuale), ajungîndu-se la circuite integrate hibride. În momentul de faţă, lumea electronică asistă la *amalgamarea tehnologiilor* pentru obţinerea optimului performanţă/cost.

2. Congresul de la München se desfăşoară într-un moment în care electronica americană şi vest-europeană trece printr-o criză economică excepţională, fără precedent în acest domeniu. Vorbitorul a arătat că această criză îşi are originea în S.U.A. ea fiind generată de reducerea considerabilă a contractelor guvernamentale în domeniul electronicii militare şi spaţiale. Criza prin care trece industria s-a reflectat în domeniul cercetării prin restrîngerea preocupărilor ştiinţifice în principal la probleme de *fizica defectelor* (pentru creşterea randamentelor de fabricaţie şi pentru creşterea fiabilităţii).

La deschiderea oficială a mai vorbit Dr. Lester Hogan (S.U.A.). Într-o încercare de previziune asupra dezvoltării electronicii în următorii 10 ani, Dr. Lester Hogan a punctat următoarele direcţii de dezvoltare :

— *Sisteme de memorie MOS/LSI.* De acum se întrevede (pentru 1971) construcţia memoriei unui calculator de birou într-un singur „chip" (structură). Tehnologia MOS cu poartă de siliciu (*Silicon Gate MOS*) este deja în producţie, iar tehnologia MOS complementar (*Complementary MOS*) va intra în producţia curentă în 1971.

— *Circuite integrate liniare.* În prezent se fac în producţie aparate de radio cu modulaţie de amplitudine într-un singur circuit integrat. În 1975 vor fi necesare numai 2 ... 3 circuite integrate pentru un televizor alb-negru. Circuitele integrate liniare îşi vor găsi utilizări multiple în industria de automobile (diagnoză, reglajul condiţionării aerului, aprindere electronică).

— *Optoelectronica.* Dispozitivele de afişare pe bază de GaAs cunosc o dezvoltare deosebită în momentul de faţă. Astfel dacă în 1969 o diodă luminescentă se obţinea la preţul de $ 7,00, în prezent ea costă numai $ 0,50.

În discursul său, Dr. Lester Hogan a subliniat dezvoltarea pe care o va lua microelectronica în Europa în următorii 10 ani, ajungîndu-se, după prevederile sale, ca Europa să egaleze S.U.A. în producţia de produse microelectronice în 1980.

2. Congresul propriu-zis

La selectarea lucrărilor pentru acest congres, organizatorii au constatat că un procent mare din lucrările înaintate spre examinare erau centrate în jurul a două subiecte :

— proiectarea asistată de calculator;

— tehnologii hibride.

Deoarece numărul de lucrări primite a fost mare, congresul a fost organizat sub forma următoare :

— O discuţie la masă rotundă, cu subiectul „Proiectare asistată de calculator".

— O discuţie la masă rotundă, cu subiectul „Tehnologii hibride" .

— Şase şedinţe de comunicări obişnuite.

2.1. *Discuţia la masă rotundă „Proiectare asistată de calculator"*

Discuţiile au scos în evidenţă faptul că, o dată cu apariţia circuitelor integrate MSI şi LSI, utilizarea calculatoarelor a devenit nu numai necesară, dar aproape indispensabilă. Această indispensabilitate a calculatorului rezidă în următoarele :

— Dezvoltarea rapidă a sistemului de calcul îi obligă pe realizatorii de circuite de calcul să livreze rapid circuite complexe, proiectate la cererea beneficiarilor.

— În proiectarea logică a unei reţele complexe, probabilitatea de apariţie a erorilor proiectului (erori „umane") este mare. Avînd în vedere costul mare al elaborării unui circuit integrat complex, *simularea* schemei logice înainte de implementarea ei este absolut necesară. Această simulare se poate face complet numai cu ajutorul calculatorului.

— *Testarea* circuitelor complexe se face complet şi în timp util cu ajutorul calculatoarelor. Astfel, pentru fiecare circuit integrat sînt necesare sute de măsurători care trebuie făcute într-un timp de ordinul unei secunde.

— *Diagnoza* circuitelor respinse la testare este o chestiune complexă care se rezolvă pe baza unor programe speciale.

— *Proiectarea topologică a geometriei superficiale* devine extrem de complexă în cazul circuitelor LSI din cauza problemelor de optimizare a plasării celulelor standard şi de optimizare a traseelor interconexiunilor.

— *Desenarea (tăierea) măştilor* consumă un timp excesiv de mare în cazul circuitelor LSI dacă este făcută manual.

★

Discuţiile au reliefat ideea lucrului cu *programe mari de calcul* (de tipul celor cunoscute ECAP, SPRAGUE, BIAS etc.). De asemenea, a fost prezentă tot timpul ideea interacţiunii om-maşină în timpul procesului de proiectare asistată de calculator. Deşi în momentul de faţă sistemul cel mai larg răspîndit este cel al lucrului „în grupe" (batch processing), se întrevede ca în următorii ani să fie extins sistemul de lucru cu afişare pe tub catodic şi creion luminos. Acest sistem permite creşterea productivităţii unui inginer în raportul 6 : 1.

2.2. *Discuţia la masă rotundă „Tehnologii hibride"*

Termenul „tehnologie" a fost utilizat în cadrul acestor discuţii în sensul său cel mai larg, pentru a include atît problemele tehnologiei propriu-zise, cît şi aspectele economice corespunzătoare. *Prin tehnologie hibridă s-a înţeles utilizarea tehnicilor straturilor subţiri şi groase, separat sau împreună, pentru a face componente pasive. Dispozitivele se adaugă separat circuitului sub formă de structuri încapsulate sau neîncapsulate.*

Tehnicile prin care se obţin straturile subţiri sau groase, ca şi modul de combinare a acestora, s-au dovedit a fi foarte variate. Astfel dacă cineva spune „fac acest circuit cu tehnologie hibridă" aceasta nu spune aproape nimic celui care îl ascultă, din punct de vedere tehnologic; spre deosebire de aceasta, în cazul tehnologiei monolitice procesele sînt standardizate şi prin termenul „tehnologie monolitică" toată lumea înţelege acelaşi lucru.

Următoarele criterii s-au dovedit a justifica alegerea unei tehnologii hibride faţă de tehnologia monolitică.

— *Îmbunătăţirea performanţelor* : utilizarea componentelor optimizate în circuit şi absenţa problemelor de izolare permit realizarea de circuite integrate digitale mai rapide, circuite liniare de frecvenţe mai înalte şi toleranţe mici de fabricaţie.

— *Creşterea complexităţii* : tehnologia monolitică este limitată în ceea ce priveşte complexitatea circuitelor de problemele interconexiunilor şi randamentelor pe plachetă.

— *Diversitate* : Fabricarea unor serii mici de circuite de înaltă performanţă la cererea beneficiarilor în variantă hibridă este mai ieftină decît în variantă monolitică, datorită costurilor iniţiale mai mici.

Din discuţii a rezultat însă că aceste avantaje nu rezultă în mod automat prin utilizarea unei tehnologii hibride în locul uneia monolitice. S-a desprins faptul că numai pentru firmele mari este avantajos economic să-şi asume sarcini de producţie pe scară mică sau medie de circuite hibride de înaltă performanţă (pentru aplicaţii militare sau industriale). Pentru ca tehnologia hibridă să poată fi folosită cu avantajele enumerate mai sus trebuie îndeplinite următoarele condiţii :

— posedarea unei game largi de componente discrete şi monolitice pentru a fi integrate hibrid, *incluzînd componente de performanţe înalte* ;

— componentele care se integrează hibrid trebuie să fie standardizate în formă, dimensiune şi tehnică de conexiune. În acest sens este de remarcat cererea mare care există în prezent pe piaţa mondială pentru structuri de transistoare cu conexiuni-traversă (beam-lead), special făcute pentru integrare hibridă ;

— înainte de a se lua decizia unui circuit integrat prin tehnologie hibridă, trebuie să se analizeze temeinic tehnologia concretă care se va alege şi circuitul de integrat, mergînd pînă la reproiectarea lui funcţională.

2.3. *Comunicările congresului*

Comunicările în afara celor două discuţii la masă rotundă au fost organizate în şase şedinţe fără o grupare tematică pe şedinţe.

Conform tematicii oficiale a congresului, lucrările prezentate au acoperit următoarele domenii :

1. Tehnologie.
2. Circuite şi aplicaţii.
3. Dispozitive noi.
4. Interconexiune şi încapsulare.

Ca la orice congres de acest fel, au fost prezentate lucrări foarte variate.

Este dificil să se precizeze o direcție rezultată din aceste comunicări, în afară de cele două direcții rezultate automat prin organizarea celor două discuții la masă rotundă.

Se poate afirma însă că acest congres a scos în evidență conturarea următoarelor tehnologii care sînt pe punctul de a intra în producție (anul trecut aplicabilitatea acestor tehnologii era încă sub semnul întrebării !) :

— *Tehnologia MOS cu poartă de siliciu* (MOS Silicon Gate Technology). Prin această tehnologie, numită uneori și tehnologia autoalinierii, se crește frecvența de lucru a circuitelor integrate MOS de la 1 MHz la 2 MHz și se obține o reducere de 25% a consumului de siliciu. De asemenea, se obține o reducere a pragului de deschidere al transistoarelor, ceea ce face posibilă compatibilitatea MOS — bipolar. Tehnologia MOS cu poartă de siliciu este considerată ca o tehnologie stabilizată pentru circuitele integrate de generația a doua.

— *Tehnologia MOS complementar* (*CMOS*). Această tehnologie permite obținerea circuitelor integrate MOS cele mai rapide (10 ns față de 100 ns la circuitele integrate MOS obișnuite) la puteri disipate foarte mici (de 100 ori mai mici decît la circuitele integrate MOS obișnuite).

În același timp, congresul a scos în evidență că următoarele tehnologii, în care s-au investit eforturi de cercetare de cîțiva ani, *încă rămîn sub semnul întrebării atît sub aspectul performanțelor cît și sub aspect economic* :

— *Tehnologia semiconductoarelor amorfe.* Această tehnologie, care a stîrnit senzație în lumea științifică mondială în anul 1966 (cînd a fost anunțată), a fost amplu discutată la congres. S-a desprins în mod clar scepticismul participanților la congres în legătură cu utilizarea acestei tehnologii în viitorul apropiat. Astfel, chiar prezentatorul unei lucrări asupra semiconductoarelor amorfe (H. Reiner) a afirmat că el „nu vede utilizarea acestor materiale în următorii 10 ani". De asemenea, nu s-a putut răspunde unor critici exprimate la congres în legătură cu comportarea sub nivelul prezentărilor făcute în literatură a unor dispozitive produse de ENERGY CONVERSION.

— *Tehnologia implantării de ioni.* Această tehnologie, aparent promițătoare pentru domeniul frecvențelor ultraînalte, este folosită în prezent în producție de o singură companie în S.U.A. (HUGHES AIRCRAFT CORPORATION). Performanțele de zgomot și de amplificare ale transistoarelor obișnuite prin implantare ionică sînt încă inferioare transistoarelor difuzate.

Ca *elemente noi*, congresul a adus următoarele :

— Utilizarea cristalelor lichide pentru testarea nedistructivă de fiabilitate.

— Folosirea tehnologiei CDS (Collector Diffusion Isolation) pentru circuite de memorie.

— Transistor MOS cu tensiune de străpungere de 100 V.

— Folosirea holografiei la obținerea măștilor pentru circuite integrate.

Ing. *C. Bulucea*

Expoziția MASHPRIBORINTORG de dispozitive electronice, radioreceptoare, televizoare și aparate de fotografiat și filmat — București, aprilie 1971

În ziua de 8 aprilie a.c. a avut loc, în clădirea sălii Palatului R.S.R. din capitală, inaugurarea, în prezența reprezentanților presei românești, a expoziției organizate de întreprinderea sovietică pentru comerțul exterior MASHPRIBORINTORG. Expoziția a cuprins diferite dispozitive electronice, radioreceptoare, televizoare, aparate de fotografiat și filmat.

Din grupa dispozitivelor electronice semnalăm : transistoarele cu germaniu GT232A, GT232V, de putere medie, folosite în schemele de înaltă frecvență și ca generatoare a aparaturii radioelectrice ; transistoare cu germaniu utilizate în schemele de impuls ale amplificatoarelor de forță, la transformatoare și stabilizatoare de curent și tensiune ; transistoarele cu siliciu KT907A și KT907B, de frecvență înaltă, pentru schemele autogeneratoare și de impuls ale aparaturii radioelectrice ; transistoarele cu siliciu KT904A și KT904B, de înaltă frecvență, epitaxial-planare, pentru amplificatoarele de putere în schemele de multiplicare a frecvențelor, cum și în schemele de autogeneratoare și de impuls ale aparaturii de uz curent. Pentru a satisface condițiile care se pun în domeniul amplificatoarelor de joasă frecvență ale aparatelor de radio portative și ale magnetofoanelor a fost construit transistorul GT402 care, în afară de frecvența înaltă de limită (mai mare decît 15 kHz), are o liniaritate mare a coeficientului de amplificare în gama curenților de lucru ; prin folosirea lui se pot obține amplificatoare de calitate superioară cu puterea de ieșire pînă la 2 W.

Este de remarcat de asemenea un amplu sortiment de tiristoare, reglabile și nereglabile, pentru diferiți curenți și tensiuni. Noi în această grupă sînt tiristorul nereglabil KN102 și o serie de tiristoare cu mai multe straturi, reglabile.

Un accent deosebit este pus pe folosirea schemelor integrale, monolite și hibride, atît cifrice, ce se referă la diferite familii logice, cît și liniare.

Sînt expuse în continuare tuburi oscilografice : tuburile 13LN2 (cu un spot) și 13LN8 (cu două spoturi), care transformă semnalele de impuls în imagini vizuale, și la care timpul de menținere a imaginii pe ecran este mai mare decît 30 min, viteza de înregistrare mai mult decît 4 km/s, timpul de ștergere 0,2 s, focalizarea și devierea — electrostatice ; tubul 13 LN7 pentru înregistrarea proceselor rar repetate, în gama frecvențelor pînă la 20 MHz, durata reproducerii 1 min.

Tuburile cu raze catodice de tip 45LS6 și 45LS8I de imprimare a sunetului reproduc pe ecran semnele (litere, cifre etc.) date pe matrița dispozitivului ; informația de pe ecran poate fi recepționată direct sau prin fotografiere. Tubul 45LS6 are pe matriță 63 de semne de dimensiuni de la 2,5 pînă la 9 mm, iar diametrul de lucru al ecranului este de cel puțin 400 mm ; tubul 45LS8I este folosit în dispozitive indicatoare cumulate pentru reproducerea situației pe ecranele indicatoarelor. Tubul cu raze catodice LK7M de codificare este utilizat pentru transformarea semnalului de formă continuă în semnal modulat după codul binar.

Multiplicatoarele fotoelectronice FEU60, FEU68, FEU75 sînt destinate indicării fluxurilor de lumină foarte mici ; particularitatea construcției lor constă în sistemul multiplicator casetat cu ecran operator ce împiedică dispersarea electronilor, astfel încît la ieșire se formează un semnal suficient chiar atunci cînd la intrare solicitarea este extrem de mică. Multiplicatorul FEU71, cu fotocatod frontal semitrans

parent din stibiu-potasiu-sodiu, este folosit pentru funcţionarea aparaturii radiometrice la temperaturi ridicate (pînă la 120°C); ieşirea cuantică a fotocatodului în domeniul 4000—4500 A are un flux termic neînsemnat, ceea ce asigură curenţi termici mici şi un nivel scăzut de zgomot.Multiplicatorul FEU80 dă posibilităţi deosebite pentru observaţiile ştiinţifice, datorită înaltei sensibilităţi în sectorul ultraviolet al spectrului şi descreşterii bruşte a sensibilităţii în sectorul spectrului vizibil.

Dintre televizoarele expuse vom cita televizorul Orizont-101 care are cel mai mare ecran : 65 cm în diagonală; Temp-209, ultimul din această familie; Rubin-401 şi, în sfîrşit, televizorul portativ Iunost-2 cu dimensiunile 205×225×211 mm.

Expoziţia se încheie cu aparate de fotografiat şi de filmat, cuprinzînd tipuri cunoscute pe piaţa mondială, dar şi exemplare noi pentru amatori şi profesionişti.

M. Ciuntu

Expoziţia ungară de aparate de măsură

Intreprinderea ungară de comerţ exterior „Metrimpex" a organizat, în ziua de 31.III.1971, o conferinţă de presă, cu ocazia deschiderii expoziţiei de aparate de măsură.

Expoziţia a fost deschisă între 1 şi 9 aprilie a.c. în unul din pavilioanele complexului expoziţional din Piaţa Scînteii — Bucureşti.

Prin conţinutul bogat şi foarte variat de aparate de măsură şi control, expoziţia a prezentat interes pentru un număr mare de specialişti din diferite sectoare industriale (electronică, electrotehnică, chimie, textile etc.).

La realizarea produselor prezentate au contribuit mai multe fabrici din R.P.U., dintre care amintim în continuare pe cele mai cunoscute.

— Fabrica de aparate de măsură electronice ale cărei produse reflectă fidel dezvoltarea impetuoasă a electronicii, pe lîngă fabricarea şi perfecţionarea aparatelor de măsură tradiţionale, se ocupă şi de producţia de aparate medicale, pe de o parte şi de aceea a elementelor logice tipizate pe bază de semiconductoare care intră în componenţa sistemelor electronice numerice de comandă şi reglare, pe de altă parte.

Aparatele de măsură cele mai importante ale acestei fabrici au fost prezentate în cadrul expoziţiei, dintre care amintim : un mare număr de generatoare de semnal, de impulsuri, generator complex pentru televiziunea în culori : voltmetre electronice; osciloscoape, surse de alimentare; masa universală pentru depanarea receptoarelor radio şi televizoarelor, elemente de automatizare.

— Intreprinderea de maşini de birou, a cărei producţie constă, în principal, din instalaţii de tehnica organizării şi maşini de birou, a expus printre altele : heliograful cu amoniac BA—130, maşina de scris—cules electrică BC — 202; casa de marcat cu totalizare BD—120 etc.

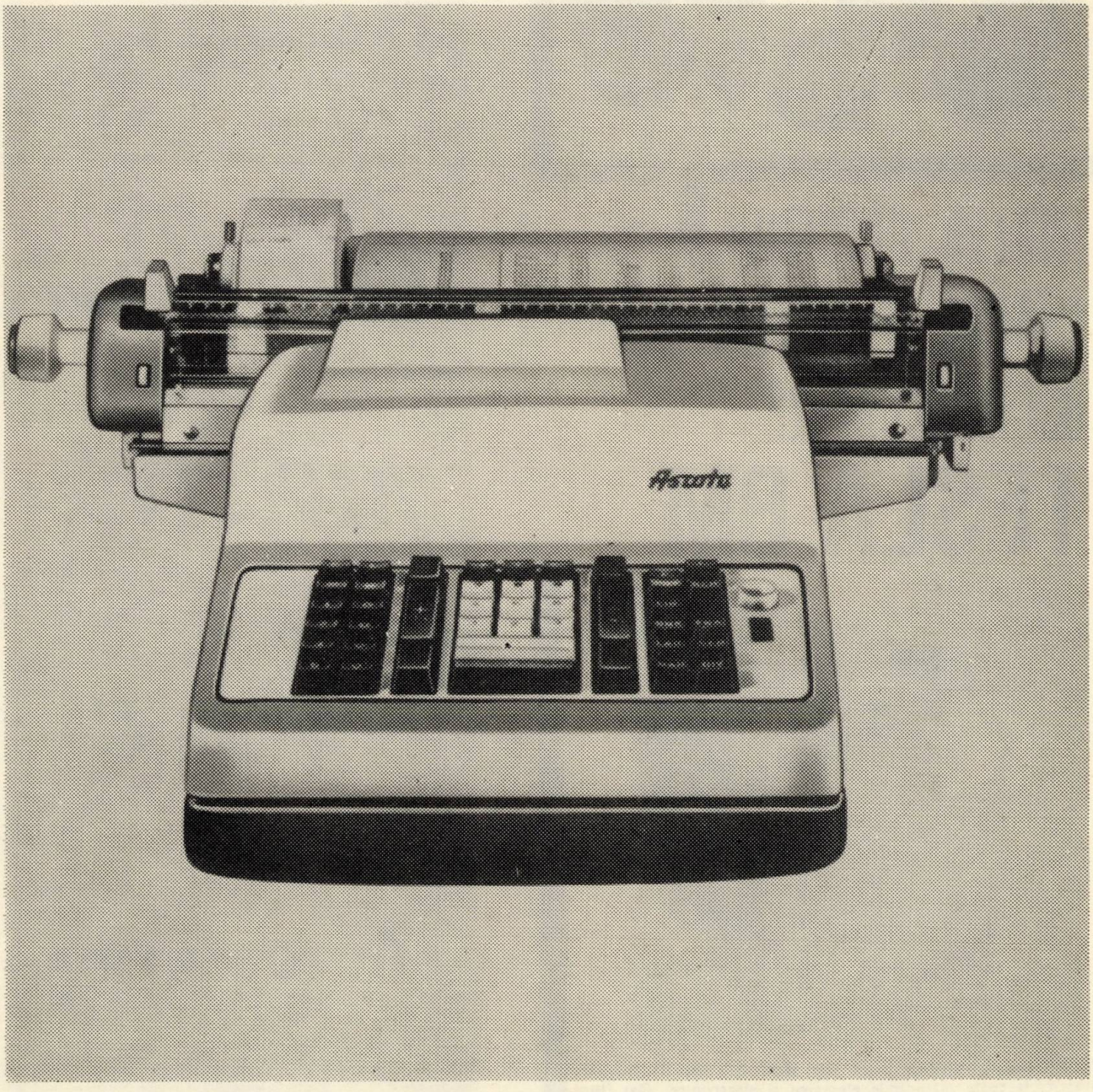
— Cunoscuta uzină de instrumente „Ganz" a fost prezentă în cadrul expoziţiei prin : un mare număr de contoare mono- şi trifazate, instalaţii de etalonare, instrumente portabile; instrumente de măsură pentru vehicule etc.

Expoziţia organizată de cea mai însemnată întreprindere de import-export a industriei ungare de aparate de măsură „Metrimpex" are de pe acum un caracter tradiţional şi în acest an ea a fost organizată la Bucureşti după puţin timp de la aniversarea a 15 ani de existenţă a acestei întreprinderi, timp în care a cucerit un bun renume pe piaţa mondială.

Ing. *Maria Constantin*

Büromaschinen-Export GmbH Berlin
108 Berlin, Friedrichstrasse 61
Republica Democrată Germană

Ascota



Microautomat de contabilizare cu randament superior

Pentru industrie, comerț, administrație, util în toate domeniile economice și în cele mai mici birouri. ASCOTA 071 este un microautomat de contabilizare, care poate fi folosit atît ca dispozitiv de contabilizare autonom, cît și pentru colectare de date. Caracteristici speciale : format mic, înaltă performanță, rațional, sigur și rapid.

ASCOTA 071 înseamnă :

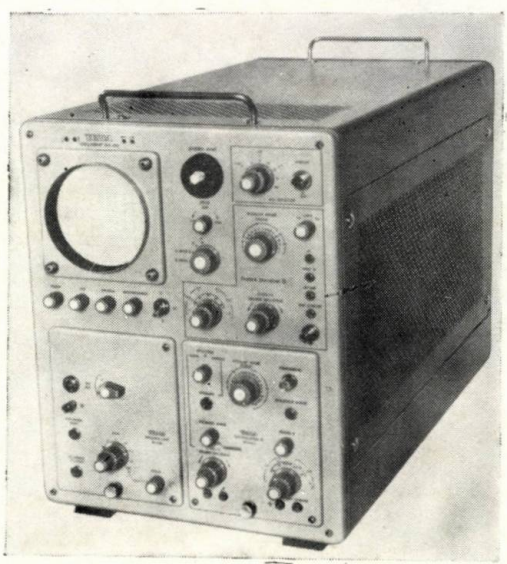
— un înalt grad de automatizare
— economisire de timp
— un aparat cu capacitate superioară din RDG

Este echipat cu 2, 4 sau 6 dispozitive de soldare. Introducerea datelor și manevrarea cu ajutorul unei claviaturi mici cu mare viteză de imprimare. Printr-o singură apăsare a unei clape pot fi declanșate instantaneu 10 funcții automate. Repartizarea restrînsă a dispozitivelor de imprimare permite folosirea unor formulare de dimensiuni reduse. Comutare pe patru programe automate, ușor interschimbabile.

Un automat eficient ! Avantajos pentru dumneavoastră ! ASCOTA 071 vă oferă multiple avantaje !

PUBLICOM

ÎNALTĂ PRECIZIE!
ÎNALTĂ FIABILITATE!
OSCILOSCOAPELE
TESLA BM



Osciloscoapele catodice Tesla din seria BM pot fi folosite, practic, la toate măsurările electrice şi electronice. Dat fiind că numărul modelelor a crescut simţitor, prezentăm mai jos în mod succint aparatele livrabile:

Tipul	Lăţimea benzii
BM 370	1 Hz — 5 MHz
BM 430	0 — 30 MHz
BM 450	0 — 50 MHz
BM 461	0 — 5 MHz
BM 462	0 — 1 MHz
T 565	0 — 1 MHz
D 581	0 — 1 MHz

Informaţii detaliate se pot obţine de la:

KOVO FOREIGN TRADE CORPORATION
ELECTRONICS
TŘ. DUKELSKÝCH HRDINŮ 47
PRAHA - CZECHOSLOVAKIA
Telex: PRAHA 283 Tel: 3801

TESLA

Abonaţi-vă la revistele:

CONSTRUCŢIA DE MAŞINI

ELECTROTEHNICA

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

PUBLICOM

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

15 (1971), nr. 4, iulie—august, p. 153 — 200

CUPRINS

CZ 519 :621.391 : 681.3

Ceangă E. şi *Necula N. N.* :
Alegerea spaţiului formelor în problema conducerii automate prin sisteme instruibile de recunoaştere.
Automatica şi Electronica 15, nr. 4, iul-aug 1971, p. 153—156

Este tratată problema transformării optime a spaţiului formelor în sensul compactării acestuia (după distanţă).

CZ 621.317.373

Bejan I. şi *Balaban G.* ;
Cercetări privind funcţionarea modulatorului magnetic (M. M.) ca element statie de măsură a fazei.
Automatica şi Electronica 15, nr. 4, iul.-aug 1971, p. 157—164

Studiul unui modulator magnetic cu dublarea frecvenţei ca dispozitiv de măsurare a defazajului.

CZ 518 : 62—50

Palcu I., Hurduc D. şi *Anuşca Mihaela* :
Dispozitiv automat de realizare a funcţiilor de corelaţie.
Automatica şi Electronica 15, nr. 4, iul-aug 1971, p. 165—171

Lucrarea prezintă problema calculului şi utilităţii funcţiei de corelaţie polară şi descrie un dispozitiv adecvat de calcul.

CZ 681.327.2 : 62—52

Cergan P. :
Utilizarea memoriilor ROS pentru comanda calculatoarelor numerice.
Automatica şi Electronica 15, nr. 4, iul-aug 1971, p. 172—177

Sînt arătate diferite aspecte ale utilizării acestor memorii în vederea elaborării sistemului de comandă.

CZ 681.332

Iacob A. şi *Soceanu A.* :
Calculator analogic cu semnal în curent.
Automatica şi Electronica 15, nr. 4. iul-aug 1971, p. 178—183

Se descriu blocurile de calcul ale unui calculator analogic care lucrează cu semnale în curent continuu şi se prezintă metodica proiectării unui bloc neliniar.

CZ 681.327.11

Dragoş D. şi *Florea M.* :
Situaţia actuală şi tendinţe de perspectivă în domeniul imprimatoarelor rapide folosite în sistemele de calcul.
Automatica şi Electronica 15, nr. 4, iul-aug 1971, p. 184—188

Se prezintă concepţia generală a imprimatoarelor rapide şi construcţia subansamblelor lor funcţionale.

CZ 681.322

Nitu C. :
Metodă pentru construirea sistemelor numerice de reglare cu caracteristici de invarianţă.
Automatica şi Electronica 15, nr. 4, iul-aug 1971, p. 188—196

Se propune o metodă de variaţie a factorului de amplificare al regulatoarelor numerice proporţionale cu ajutorul unei funcţii pondere.

CZ 621.316.722. 1 : 539.107.483

Dumitrică A. :
Sursă de tensiune stabilizată.
Automatica şi Electronica 15, nr. 4, iul-aug 1971, p. 197—200

Sursa alimentează un detector de radiaţii cu scintilator.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România — redactor responsabil; conf. dr. ing. S. FLOREA — redactor responsabil adjunct; ing. I. BĂTRÎNA; prof. dr. ing. S. CĂLIN; dr. ing. E. DEATCU; dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; ing. D. DAMSKER; ing. I. FELEA; ing. A. MILEA; ing. N. MIREA; ing. I. PAPADACHE; conf. ing. R. STERE; ing. GH. ȘTEFĂNESCU; dr. ing. I. TEODORESCU; ing. V. ZERCICOV

Revista „AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M., cu sediul în București, Calea Victoriei 133, sector 1. Telefon director: 14.90.27. Redacția: București, str. Mândinești, nr. 3, sector 4, telefon secretar general de redacție: 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare-comenzi-difuzare, telefon: 35.12.59. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 30060300 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Sector 1, București. Tarif pentru instituții și întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informația", București, str. Brezoianu, nr. 23—25. C. 2443. *Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.P.D.P. nr. 10/7928/1970.*

I.P.I. c. 2443

40 545

СОДЕРЖАНИЕ

DK 519 : 621.391 : 681.3

Чянгэ Е. и *Некула Н. Н.*

Выбор протранства форм в вопросе автоматического управления посредством осведомительных систем опознования.

Automatica şi Electronica 15, № 4, июль–август 1971, стр. 153–156

Рассматривается вопрос оптимального изменения пространства форм в смысле его уплотнения (по расстоянию).

DK 621.317.373

Бежан И. и *Балабан Г.:*

Исследование работы магнитного модулятора (М.М.) в качестве статического элемента измерения фазы.

Automatica şi Electronica, 15 № 4, июль – август 1971, стр. 157–164

Изучение магнитного модулятора с удвоением частот в качестве измерительного прибора сдвига фаз.

DK 518 : 62–50

Палку И., Хурдук Д. и *Анушка Михаела:*

Автоматическое устройство осуществления функций корреляции.

Automatica şi Electronica 15, № 4, июль–август 1971, стр. 165–171

В работе рассматривается вопрос расчета и пригодности функции полярной корреляции и описывается соответствующее расчетное устройство.

DK 681.327.2 : 62–52

Черган П.:

Применение запоминающих устройств ROS для управления числовыми вычислительными машинами.

Automatica şi Electronica 15, № 4, июль–август 1971, стр. 172–177

Приводятся различные аспекты применения этих запоминающих устройств для разработки системы управления.

DK 681.332

Якоб А. и *Сочяну А.:*

Аналоговая вычислительная машина с сигналом в токе.

Automatica şi Electronica 15, № 4, июль–август 1971, стр. 178–183

Описываются вычислиетльные блоки аналоговой вычислительной машины, работающей с .сигналами на постоянном токе и приводится методика проектирования нелинейного блока.

DK 681.327.11

Драгош Д. и *Флоря М.:*

Актуальное положение и перспективные тенденции в области скоростных печатных устройств, применяемых в системах расчета.

Automatica şi Electronica 15, № 4, июль–август 1971, стр. 184–188

Излагается общая концепция скоростных печатных устройств и конструкция их функциональных узлов.

DK 681.322

Ниту К.:

Метод конструкции числовых систем регулирования с характеристиками инвариантности.

Automatica şi Electronica 15, № 4, июль–август 1971,стр. 188–196

Предлагается метод вариации коэффициента усиления пропорциональных числовых регуляторов при помощи взвешенной функции.

DK 621.316.722.1 : 539.107.483

Думитрикэ А.:

Источник стабилизированного напряжения.

Automatica şi Electronica 15, № 4, июль–август 1971, стр. 197–200

Источник питает излучающий детектор со сцинтилятором.

INHALTSVERZEICHNIS

DK 519 : 621.391 : 681.3

Ceangă E. und *Necula N. N.* :

Wahl des Formenraumes im Problem der automatischen Steuerung durch instruierbare Erkennungssysteme.

Automatica şi Electronica 15, H. 4, Juli-August 1971, S.153–156

Man behandelt das Problem der optimalen Umformung des Formenraumes im Sinne seiner Kompaktierung (der Entfernung nach).

DK 621.317.373

Bejan I. und *Balaban G.* :

Forschungen bzgl. Arbeiten des magnetischen Modulators (M. M.) als statisches Messelement der Phase.

Automatica şi Electronica 15, H. 4, Juli-August 1971, S. 157–164

Untersuchung eines magnetischen Modulators mit Frequenzverdoppelung als Messeinrichtung der Phasenverschiebung.

DK 518 :62–50

Palcu I., Hurduc D. und *Anuşca Mihaela* :

Automatische Einrichtung zur Bildung der Korrelationsfunktionen.

Automatica şi Electronica 15, H. 4, Juli-August 1971, S. 165–171

Der Aufsatz behandelt die Aufgabe der Berechnung und des Nutzens der polaren Korrelationsfunktion und beschreibt eine entsprechende Berechnungseinrichtung.

DK 681.327.2 : 62–52

Cergan P. :

Die Verwendung der ROS-Informationsspeicher zur Steuerung der Rechner.

Automatica şi Electronica 15, H. 4, Juli-August 1971, S. 172–177

Man bespricht verschiedene Gesichtspunkte der Verwendung dieser Spreicher zur Feststellung des Steuersystems.

DK 681.332

Iacob A. und *Soceanu A.* :

Analogrechner mit Strommelder.

Automatica şi Electronica 15 H. 4 Juli-August 1971, S. 178–183

Beschrieben werden die Rechnerblocks eines Analogrechners, der mit Gleichstrommeldern arbeitet und gibt die Entwurfsmethode eines nichtlinearen Blocks.

DK 681.327.11

Dragos D. und *Florea M.* :

Der jetzige Stand und die Entwicklungstendenzen auf dem Gebiet der Schnellspeicher die in den Rechnersystemen verwendet werden.

Automatica şi Electronica 15, H. 4, Juli-August 1971, S. 184–188

Dargestellt wird die allgemeine Auffassung über die Schnellspeicher und der Bau ihrer Bestandteile.

DK 681.322

Nitu C. :

Methode zur Erzeugung der nummerischen Regelsysteme mit Charakteristiken der Unveränderlichkeit.

Automatica şi Electronica 15, H. 4, Juli-August 1971, S. 188–196.

Vorgeschlagen wird eine Methode der Aenderung des Verstärkungsfaktors bei nummerischen Proportionalrechnern mit Hilfe einer Vergleichsfunktion.

DK 621.316.722.1 : 539.107.483

Dumitrică A. :

Stabilisierte Spannungsquelle.

Automatica şi Electronica 15, H. 4, Juli-August 1971, S. 197–200

Die Quelle speist einen Detektor mit Szintillationstrahlungen.

CONTENTS

DC 519 : 621.391 : 681.3

Ceangă E. and *Necula N. N.* :
Setting of the forms space in the problem of automatic control by teachable identification systems.
Automatica şi Electronica 15, nr. 4, july-august 1971, p. 153–156

The authors treat the problem of optimum transformation of the forms space, tending to reduce it — according to the distance.

DC 621.317.373

Bejan I. and *Balaban G.* :
Researches regarding the magnetic modulator (M. M.) as a statie element in phase measurement.
Automatica şi Electronica 15, nr. 4, july-august 1971, p. 157–164

The paper studies a magnetic modulator with doubling of frequency as a lagging measurement device.

DC 518 : 62–50

Palcu I., Hurduc D. and *Anuşca Mihaela* :
Automatic device for the realization of correlation functions.
Automatica şi Electronica 15, nr. 4, july-august 1971, p. 165–171

The authors present the calculation and utility of the polar correlation function, describing an adequate calculation device.

DC 681.327.2 : 62–52

Cergan P. :
Utilization of ROS memories for the control system of digital computers.
Automatica şi Electronica 15, nr. 4, july-august 1971, p. 172–177

The author describes different aspects of these memories utilized in working out the control system.

DC 681.332

Iacob A. and *Soceanu A.* :
Direct-current-signal analogue computer.
Automatica şi Electronica 15, nr. 4, july-august 1971, p. 178–183

The authors describe the computing blocks of an analogue computer which operates with direct-current-signals, describing the designing method for a non-linear block.

DC 681.327.11

Dragoş D. and *Florea M.* :
Present situation and prospective trends in the field of fast printers used in computing systems.
Automatica şi Electronica 15, nr. 4, july-august 1971, p. 184–188

The paper describes the general concept of fast printers and the construction of the functional sub-assemblies.

DC 681.322

Nitu C. :
Method for the construction of numerical control systems with invariance characteristics.
Automatica şi Electronica 15, nr. 4, july-august 1971, p. 188–196

The author proposes a method for the variation of the amplification coefficient of the numerical proportional controllers by means of a weighted function.

DC 621.316.722.1 : 539.107.483

Dumitrică A. :
A source of stabilized tension.
Automatica şi Electronica 15, nr. 4, july-august 1971, p. 197–200

The source supplies a radiation dose equipped with a scintillator.

SOMMAIRE

CD 519 : 621.391 : 681.3

Ceangă E. et *Necula N. N.* :

Le choix de l'espace prévu pour les formes, dans le problème de la conduite automatique par des systèmes instruibles de reconnaissance.

Automatica şi Electronica 15, no. 4, juillet-août 1971, p. 153–156

On traite le problème de la transformation optima de l'espace prévu pour les formes, dans le sens du compactage de ce dernier (selon la distance).

CD 621.317.373

Bejan I. et *Balaban G.* :

Recherches concernant le fonctionnement du modulateur magnétique (M.M.) comme élément statique pour le mesurage de la phase.

Automatica şi Electronica 15, no. 4, juillet – août 1971, p. 157–164

On présente l'étude concernant un modulateur à dédoublement de la fréquence, servant de dispositif de mesurage du déphasage.

CD 518 : 62–50

Palcu I., Hurduc D. et *Anuşca Mihaela* :

Dispositif automatique pour réaliser les fonctions de corrélation.

Automatica şi Electronica 15, no. 4, juillet-août 1971, p. 165–171

L'ouvrage présente le problème du calcul et de l'utilité de la fonction de corrélation polaire et l'on décrit un dispositif de calcul adéquat.

CD 681.327.2 : 62–52

Cergan P. :

L'utilisation des mémoires ROS pour la commande des calculateurs numériques.

Automatica şi Electronica 15, no. 4, juillet-août 1971, p. 172–177

On montre les différents aspects de l'utilisation de ces mémoires en vue de l'élaboration du système de commande.

CD 681.332

Iacob A. et *Soceanu A.* :

Calculateur analogique à signal en courant.

Automatica şi Electronica 15, no. 4, juillet-août 1971, p. 178–183

On décrit les blocs de calcul d'un calculateur analogique qui travaille avec des signaux en courant continu et l'on présente la méthodologie de l'élaboration des projets pour un bloc non linéaire.

CD 681.327.11

Dragoş D. et *Florea M.* :

La situation actuelle et les tendances de perspective dans le domaine des imprimateurs rapides utilisés dans les systèmes de calcul.

Automatica şi Electronica 15, no. 4, juillet-août 1971, p. 184–188

On présente la conception générale des imprimateurs rapides ainsi que la construction des sous-ensembles fonctionnels de ces appareils.

CD 681.322

Nitu C. :

Méthode pour la construction des systèmes numériques de réglage à caractéristiques d'invariance.

Automatica şi Electronica 15, no. 4, juillet-août 1971, p. 188–196

On propose une méthode pour la variation du facteur d'amplification des régulateurs numériques proportionnels, à l'aide d'une fonction poids.

CD 621.316.722.1 : 539.107.483

Dumitrică A. :

Source de tension stabilisée.

Automatica şi Electronica 15, no. 4, juillet-août 1971, p. 197–200

Cette source alimente un détecteur de radiations à scintillateur.

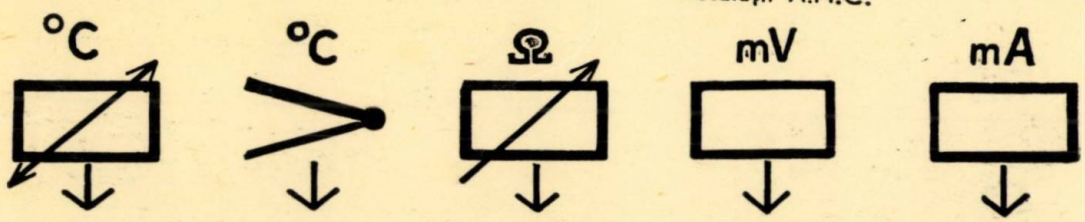
ÎNTREPRINDEREA MONTAJ INSTALAȚII AUTOMATIZARE

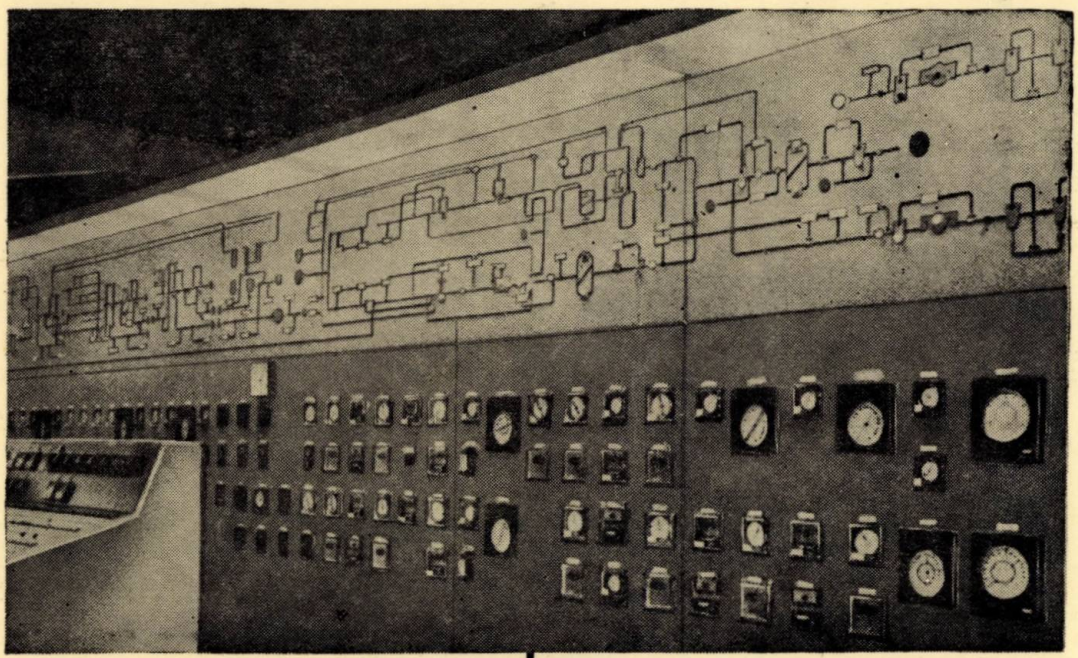
IMIA

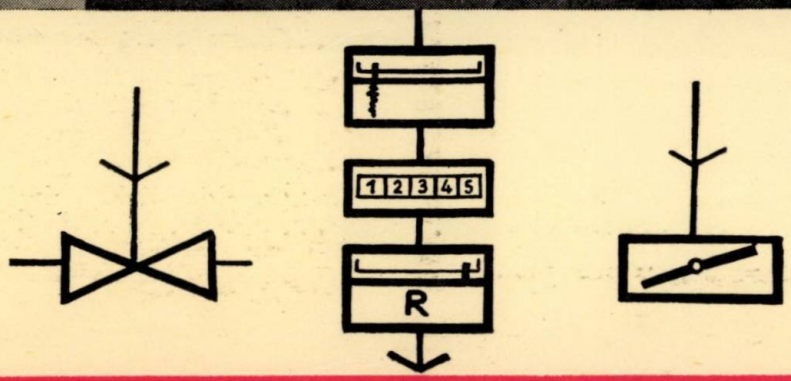
execută lucrări de montaj și punere în funcțiune la :

Automatizări complexe
Acționări electrice
Comutație secundară în stații și centrale electrice

Instalații electrice de forță
Instalații de telecomandă și telesemnalizări
Instalații A.M.C.





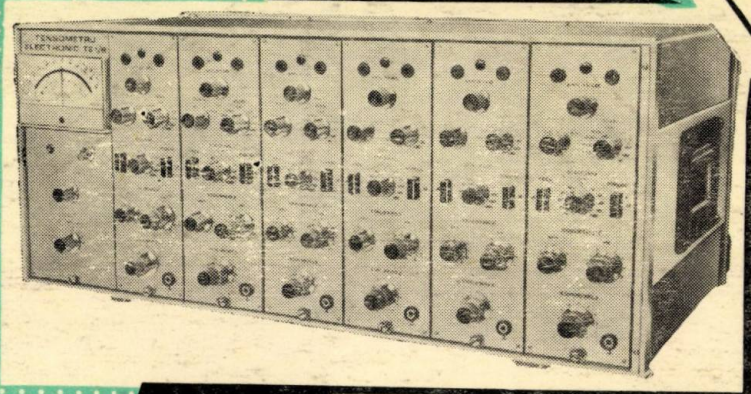


I.M.I.A. ● București, Bd. Kalinin Nr. 18 ● telef. 33.75.32

1971 JUL 3

INSTITUTUL DE CERCETĂRI ŞI PROIECTĂRI PENTRU ELECTRONICĂ ŞI TEHNICĂ DE CALCUL

ICETC



- Primeşte comenzi de cercetare şi proiectare pentru aparate şi echipamente electronice de laborator sau pentru industrie, din toate sectoarele economice.
- Execută studii tehnico-economice, modele experimentale şi prototipuri pentru :
  - aparate electronice de măsurat mărimi electrice
  - aparate electronice de măsurat mărimi neelectrice
  - surse de alimentare
  - echipamente de electronică industrială
  - aparate electronice pentru medicină şi biologie
  - echipamente de radiocomunicaţii
  - piese de ferită.
- În centrul de calcul dotat cu echipament modern se execută la cerere programe în următoarele limbaje de programare:
  - FORTRAN
  - COBOL
  - ASSIRIS.

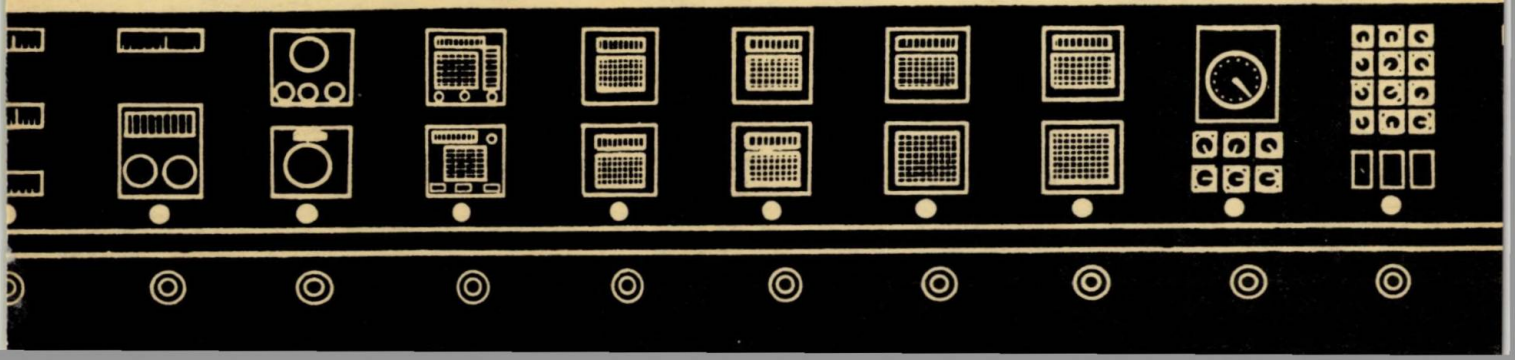
Bucureşti, Bdul Kalinin nr. 18, Sector 1, Telefon 33.61.91 —

E 2551

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICĂ

4

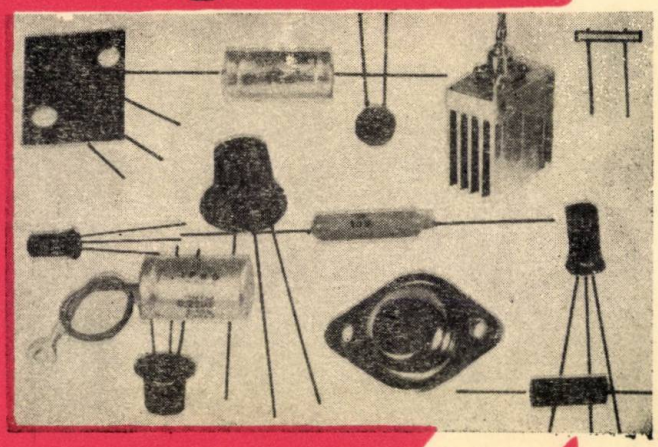
AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA ● BUCUREŞTI ● VOLUMUL 15 ● Nr. 4 ● IULIE — AUGUST 1971



ÎNTREPRINDEREA DE PIESE ŞI SEMICONDUCTORI — BĂNEASA
STR. EROU IANCU NICOLAE NR. 32 ROMÂNIA BUCUREŞTI II TELEFON 33.38.30 TELEX 011203 CONT VIRAMENT 300.60.200 BNRSRS. II

I. P. R. S.

β



β

bāneasa

PIESE RADIO

Rezistoare cu peliculă de carbon
Rezistoare bobinate
Termistoare
Condensatoare polistiren
Condensatoare poliester metalizat
Condensatoare hîrtie metalizată
Condensatoare hîrtie, pentru echipament auto
Condensatoare hîrtie, pentru startere
Condensatoare hîrtie, pentru antiparazitare
Condensatoare hîrtie, pentru telefonie
Condensatoare electrolitice normale
Condensatoare electrolitice miniatură
Condensatoare ceramice
Cablaje imprimate

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

Tranzistoare cu germaniu de joasă frecvenţă
— de mică putere
— de medie putere
— de putere
Tranzistoare cu germaniu de înaltă frecvenţă
— de mică putere
— drift
Tranzistoare de putere
Diode de semnal şi comutaţie cu contact punctiform
Diode redresoare cu germaniu
Diode redresoare cu siliciu
— de mică putere
— de putere
Diode stabilizatoare de tensiune cu siliciu, de mică putere
Fotodiode cu germaniu

Vă rugăm să consultaţi cataloagele noastre.
Cabinetul tehnic, telef. 33.38.30/152.

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI — BĂNEASA
CABINETUL TEHNIC ● STR. EROU IANCU NICOLAE NR. 32 ● BUCUREŞTI ● SECTORUL 2

AUTOMATICA și ELECTRONICA

REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Vol. XV (pag. 153—200) nr. 4, iulie — august București, 1971

Dr. ing. EMIL CEANGĂ și dr. ing. NICOLAE N. NECULA

Alegerea spațiului formelor în problema conducerii automate prin sisteme instruibile de recunoaștere

Se consideră problema recunoașterii situațiilor de comandă în spațiul mărimilor perturbatoare măsurabile ale unui proces la care interesează caracteristica statică :

$$\Phi = \Phi\ (\vec{x}, \vec{x}_m, \vec{\xi})\ ;\ \vec{x} \in \Omega_x,\ \vec{x}_m \in \Omega_{x_m},\ \vec{\xi} \in \Omega_\xi, \quad (1)$$

unde : $\vec{x}$ este vectorul n-dimensional al mărimilor perturbatoare măsurabile ;

$\vec{x}_m$ — vectorul r-dimensional al mărimilor de execuție ;

$\vec{\xi}$ — vectorul mărimilor perturbatoare nemăsurabile ;

Φ — mărimea de ieșire a procesului ce trebuie extremizată.

Funcția $\Phi(.)$ se consideră necunoscută.

Prin situație de comandă se înțelege o submulțime de vectori $\vec{x}$ pentru care extremizarea funcției Φ este produsă de un același vector $\vec{x}_m^{(i)}$.

În lucrarea [1] s-a admis că mărimile perturbatoare măsurabile sînt liniar independente, generînd spațiul Ω_x numit „spațiu al formelor". În plus, s-a presupus că aparatura de măsură utilizată dă aceleași limite de variație a mărimilor la ieșirile traductoarelor, ceea ce se realizează în mod curent atunci cînd se adoptă echipament unificat de automatizare. Spațiul formelor, în care are loc separarea situațiilor de comandă, rezultă astfel direct, fără o prelucrare prealabilă a datelor sosite de la traductoare, însă, în acest caz, suprafețele de separație a claselor sînt foarte complicate, iar determinarea lor se face cu greutate.

1. Formularea problemei

Problema pe care o formulăm în cele ce urmează este următoarea : cum trebuie ales spațiul formelor, atunci cînd mărimile perturbatoare măsurabile ale procesului sînt date, pentru ca automatul instruibil să determine cît mai ușor suprafețele de separație.

Problema poate fi rezolvată pe două căi diferite :

1. Transformînd spațiul Ω_x în el însuși (menținîndu-i astfel același număr de dimensiuni) pentru a obține spațiul deciziilor, astfel încît să se simplifice separarea situațiilor în spațiul transformat. Aceste transformări ale spațiului Ω_x, liniare sau neliniare, trebuie să fie optimale, în sensul extremizării unei funcții-criteriu care depinde de regula de decizie adoptată.

2. Construind spațiul deciziilor printr-o prelucrare mai complexă a semnalelor date de traductoare, după un principiu utilizat în problemele de recunoaștere a formelor. Astfel, în lucrările [2, 3] se formulează un număr foarte mare de „criterii" (caracteristici) ale formelor, ajungînd la ordinul sutelor sau chiar miilor. Printr-o abordare deterministă se stabilește apoi gradul de utilitate al criteriilor, reducîndu-se numărul lor la 80—100. În continuare, prin utilizarea unei transformări optimale, în abordare statistică, se determină spațiul deciziilor, avînd maximum 10 coordonate, astfel încît suprafețele de separație ale claselor în acest spațiu să fie foarte ușor de determinat.

Această metodă se poate extinde și în problemele de recunoaștere a situațiilor de comandă. De cele mai multe ori, numărul mărimilor perturbatoare măsurabile nu este prea mare, însă caracteristica statică este destul de complicată. În acest caz se formulează un număr mare de criterii ale situațiilor, în funcție de mărimile măsurabile $x_1, x_2 \ldots, x_n$, cum ar fi de exemplu mărimile $x_1, x_2, \frac{x_1}{x_5}, \frac{x_1 x_2}{x_3}, e^{-x}$, etc. și se determină apoi spațiul deciziilor ca mai sus. Procedura descrisă este ilustrată în figura 1.

În cele ce urmează ne vom referi numai la posibilitățile oferite de prima cale de definire a spațiului deciziilor.

Așa cum am menționat anterior, transformările liniare optimale ale spațiului Ω_x trebuie să

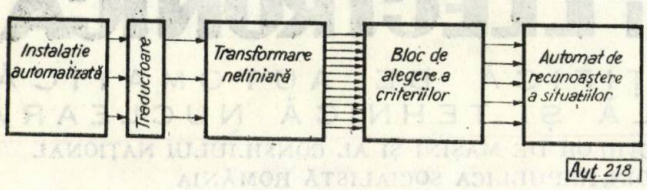


Fig. 1

simplifice separarea situaţiilor în spaţiul transformat. Cele mai multe algoritme de decizie privind clasificarea vectorilor la un număr dat de situaţii se bazează fie pe calculul unor distanţe în spaţiul deciziilor (în metoda funcţiilor potenţiale), fie pe calculul unor produse scalare (în automatele instruibile de tip perceptron). În funcţie de algoritmul de decizie utilizat va trebui deci ca transformările optimale ale spaţiului Ω_x să extremizeze un indicator de performanţă definit fie prin intermediul unor distanţe fie prin intermediul unor produse scalare.

2. Utilizarea algoritmului funcţiilor potenţiale în spaţiul transformat

Funcţiile discriminante utilizate în algoritmele funcţiilor potenţiale depind de distanţa dintre punctul curent $\vec{x}$ şi polii memoraţi de automat în cursul procesului de instruire. Funcţiile discriminate sînt cu atît mai simple, cu cît mulţimile de puncte ce formează situaţiile S_i sînt „mai compacte" [4]. În aceste condiţii este util să se adopte transformări liniare sau neliniare de compactare a claselor S_i, iar metoda funcţiilor potenţiale să utilizeze vectorii din spaţiul transformat (spaţiul deciziilor).

În cazul cînd în funcţiile potenţiale se adoptă distanţa euclidiană, se pot utiliza transformări de forma :

$$\vec{x}^{(i)} = W_i \vec{x}^T ; \quad \vec{x} \in \Omega_x ; \quad \vec{x}^{(i)} \in \Omega_x^{(i)} , \tag{2}$$

unde W_i este matricea transformării pentru compactarea clasei S_i, determinată prin una din metodele lui G. Sebestyen [5]. Cea mai simplă transformare de acest tip, care permite compactarea clasei S_i prin minimizarea mediei distanţelor dintre punctele clasei S_i, este generată de o matrice diagonală W_i ale cărei elemente w_{ijj} satisfac condiţia :

$$\prod_{j=1}^{n} w_{ijj} = 1 \tag{3}$$

şi sînt determinate prin relaţiile :

$$w_{ijj} = \left(\prod_{r=1}^{n} \sigma_r^{(i)} \right)^{\frac{1}{n}} \frac{1}{\sigma_j^{(i)}}, \quad j = 1,2, \ldots, n, \tag{4}$$

în care :

$$\sigma_j^{(i)2} = \overline{x_{kj}^2} - \bar{x}_{kj}^2 = \frac{1}{M_i} \sum_{k=1}^{M_i} x_{kj}^2 - \left(\frac{1}{M_i} \sum_{k=1}^{M_i} x_{kj} \right)^2, \quad \vec{x}_k \in \Omega_x^{(i)}, \tag{5}$$

iar M_i este numărul de puncte din clasa S_i, prelucrate pentru determinarea transformării optimale.

Transformări similare se pot obţine şi pentru cazul cînd funcţia potenţială utilizează distanţa Hamming. În anexă se arată că pentru minimizarea mediei distanţelor Hamming dintre punctele clasei S_i, atunci cînd se impune condiţia (3), elementele matricei diagonale W_i trebuie să fie :

$$w_{ijj} = \left(\prod_{r=1}^{n} \rho_r^{(i)} \right)^{\frac{1}{n}} \frac{1}{\rho_j^{(i)}}, \quad j = 1,2, \ldots, n, \tag{6}$$

unde :

$$\rho_j = \frac{1}{M_i^2} \sum_{m=1}^{M_i} \sum_{p=1}^{M_i} | x_{mj} - x_{pj} |, \quad \vec{x}_m, \vec{x}_p \in \Omega_x^{(i)}, \tag{7}$$

M_i fiind numărul de puncte din clasa S_i, prelucrate pentru determinarea transformării optimale.

Algoritmul funcţiilor potenţiale poate fi utilizat pentru instruirea automatului în vederea separării situaţiilor din spaţiul transformat în două variante :

a) după ce au fost stabilite matricele transformărilor optimale (în cazul instruirii off-line pentru conducerea unor procese staţionare) sau

b) chiar în cursul precizării acestor matrice (în cazul conducerii off-line a unor procese nestaţionare — lent variabile în timp).

Vom examina mai îndeaproape acest din urmă caz. Fie $\vec{x}^r$ vectorul care apare la intrarea automatului la pasul r al procesului de instruire. Problema clasificării acestui vector la p clase poate fi privită ca o succesiune de clasificări la cîte două clase : S_i şi $S_{\bar{i}} = \bigcup_{t=1}^{p} S_t$, $i = 1, 2, \ldots, p$. Luarea deciziei privind apartenenţa vectorului $\vec{x}^r$ la clasa S_i (ce corespunde situaţiei S_i) se efectuează în spaţiile obţinute în urma transformărilor produse de matricele W_i.

Fie : $$\vec{x}^{r,\,(i)} = W_i^{r-1} (\vec{x}^r)^T, \; i = 1,2, \ldots p \tag{8}$$

vectorii obţinuţi în aceste spaţii, corespunzători vectorului $\vec{x}^r$, şi $g_i^{r-1}(\vec{x})$ funcţiile discriminante ale claselor S_i la pasul r al procesului de instruire. S-a presupus că precizarea matricelor transformărilor se face chiar în cursul desfăşurării algoritmului funcţiilor potenţiale, deci matricele W_i^{r-1} sînt determinate pe baza datelor apărute pînă la pasul r al procesului de instruire. Automatul calculează funcţiile discriminante :

$$g_i^{r-1} (\vec{x}^{r,\,(i)}) = \sum_{j=1}^{l} \alpha_i (\vec{x}_j) \, K (\vec{x}^{r,\,(i)}, \vec{x}_j^{(i)}), \; i = 1,2 \ldots p, \tag{9}$$

unde l este numărul polilor $\vec{x}_j$ stabiliţi la paşii precedenţi ai algoritmului, iar $K(\ldots)$ este potenţialul produs în punctul $\vec{x}^{r,(i)}$ de către polul $\vec{x}_j^{(i)}$. Se determină apoi coeficienţii de corecţie α_i^* în conformitate cu relaţiile :

$$\{g_i^{r-1}(\vec{x}^{r,(i)}) > 0 \ \& \ y_i(\vec{x}^r) > 0\} \Rightarrow \alpha_i(\vec{x}^r) = 0, \quad (10)$$

$$\{g_i^{r-1}(\vec{x}^{r,(i)}) < 0 \ \& \ y_i(\vec{x}^r) > 0\} \Rightarrow \alpha_i(\vec{x}^r) = 1, \quad (11)$$

$$\{g_i^{r-1}(\vec{x}^{r,(i)}) > 0 \ \& \ y_i(\vec{x}^r) < 0\} \Rightarrow \alpha_i(\vec{x}^r) = -1, \quad (12)$$

unde $y_i(\vec{x})$ reprezintă funcţia de separaţie a clasei S_i definită prin :

$$y_i(\vec{x}) = \begin{cases} 1 \text{ dacă } \vec{x} \in S_i, \text{ adică dacă} \\ \quad \max_j \{\Phi(\vec{x}, \vec{x}_m^{(j)})\} = \Phi(\vec{x}, \vec{x}_m^{(i)}) \\ -1 \text{ dacă } \vec{x} \notin S_i \end{cases} \quad (13)$$

Deciziile automatului la pasul r al algoritmului sînt corecte dacă se obţine $\alpha_i(\vec{x}^r) = 0$ pentru orice i. În acest caz vectorul $\vec{x}^r$ se ignoră şi se trece la pasul următor de instruire. În caz contrar, vectorul $\vec{x}^r$, împreună cu vectorul coeficienţilor de corecţie, se memorează devenind : $\vec{x}_{l'} = \vec{x}^r$, $\vec{\alpha}(\vec{x}_{l+1}) = 0$. În ambele cazuri se recalculează matricea transformării corespunzătoare clasei la care aparţine vectorul $\vec{x}^r$. Prin urmare, dacă $\vec{x}^r \in S_j$, rezultă :

$$W_i^r = W_i^{r-1}, \ i = 1,2,\ldots,p \ ; \ i \neq j, \quad (14)$$

iar matricea W_j^r rezultă prin recalcularea elementelor luînd în considerare şi vectorul apărut la pasul r.

Algoritmul funcţiilor potenţiale în spaţiul transformat devine :

$$g_i^r(\vec{x}^{(i)}) = g_i^{r-1}(\vec{x}^{(i)}) + \alpha_i(\vec{x}) K(\vec{x}^{(i)}, \vec{x}^{r,(i)}) \quad (15)$$

La un pas al algoritmului de instruire, în memoria automatului se păstrează vectorii $\vec{x}_j$ care la paşii precedenţi au fost clasificaţi greşit, coeficienţii de corecţie $\vec{\alpha}(\vec{x}_j)$ corespunzători, precum şi matricele W_i^r ale transformărilor de compactare. Cu toate că automatul utilizează vectorii spaţiului transformat, pentru calculul funcţiilor discriminante el memorează puncte din spaţiul Ω_x, deoarece în spaţiul transformat distribuţia punctelor se modifică în procesul de instruire, ca urmare a precizării matricelor W_i.

Aplicarea procedurii descrise permite rezolvarea problemei importante a alegerii scării de reprezentare a mărimilor în spaţiul deciziilor.

Exemplu. Fie o instalaţie automatizată avînd caracteristica statică de forma :

$$\Phi = -1400\, x_m^2 + x_m (5x_1^2 + 5\, x_2^2 + 4\, x_1 x_2 - 180\, x_1 - 210\, x_2) + h(x_1, x_2), \quad (16)$$

în care $h(x_1, x_2)$ este o funcţie oarecare, iar : $\vec{x} = (x_1\ x_2)$ şi $\vec{x}_m = x_m$ (mărimea de execuţie).

Automatul instruibil trebuie să determine legea optimă de comandă prin care se extremizează indicatorul de performanţă atunci cînd nu se cunoaşte caracteristica statică (16).

Presupunem că mărimea de execuţie x_m nu poate lua decît patru valori discrete $(x_m)_1 = 1$, $(x_m)_2 = 2$, $(x_m)_3 = 3$, $(x_m)_4 = 4$. Vom avea deci patru situaţii de comandă în spaţiul Ω_x, fiecărei situaţii corespunzîndu-i una din cele patru valori admise ale mărimii de execuţie.

Instalaţia automatizată a fost simulată pe un calculator numeric ; automatul instruibil trebuie să determine singur graniţele situaţiilor, fără a avea la început informaţii privind forma caracteristicii statice a obiectului. Se cunosc doar datele culese de la traductoarele pentru mărimile x_1 şi x_2 din cursul procesului normal de funcţionare, care se organizează într-o secvenţă de instruire. Presupunem că mărimile de ieşire ale celor două traductoare se găsesc la limitele $0 < x_1 < 70$ şi $0 < x_2 < 40$.

Se pune problema alegerii ponderilor w_{i11} şi w_{i22} ($i = 1, 2, 3, 4$), astfel încît scările de reprezentare ale componentelor vectorilor din spaţiul transformat :

$$\vec{x}^{(i)} = (w_{i11}\, x_1,\ w_{i22} x_2) \quad (17)$$

să fie optime pentru stabilirea apartenenţei la clasele S_i.

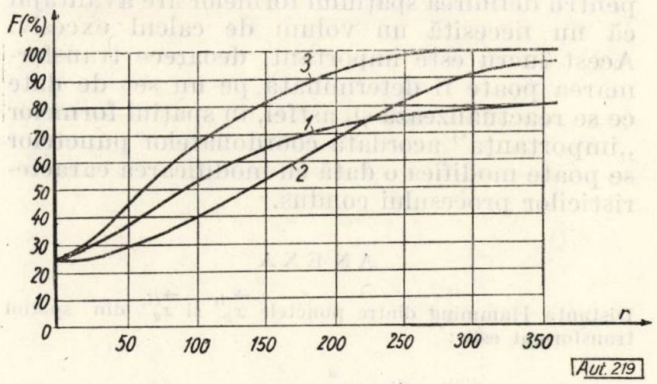


Fig. 2

Atunci cînd se consideră spaţiul deciziilor chiar spaţiul mărimilor x_1 şi x_2, aplicarea algoritmului funcţiilor potenţiale a dus la rezultatele ilustrate prin curba *1* din figura 2. În ordonată

* Coeficientul de corecţie $\alpha_i(\vec{x}_j)$ reprezintă ponderea cu care intră funcţia potenţială asociată polului $\vec{x}_j$ în funcţia discriminantă $g_i(\vec{x})$.

s-a reprezentat frecvenţa răspunsurilor corecte ale automatului, iar în abscisă, pasul curent al procesului de instruire. Apare în mod firesc problema dacă aceste rezultate nu se pot îmbunătăţi prin alegerea corespunzătoare a scărilor mărimilor x_1 şi x_2. Alegînd la întîmplare ponderile $w_{i11} = 1$ şi $w_{i22} = 100$, pentru orice i, utilizarea algoritmului funcţiilor potenţiale a dus la rezultatele date prin curba *2*. Dacă se alege transformarea optimală (2), în care elementele matricelor diagonale se determină cu relaţiile (4), se obţine curba *3*, deci rezultatele sînt net superioare.

În esenţă, automatul îşi determină singur în cursul procesului de instruire scările de reprezentare a mărimilor în spaţiul deciziilor, pentru fiecare clasă în parte, astfel încît separarea situaţiilor cu ajutorul algoritmului funcţiilor potenţiale să se facă cu uşurinţă.

Rezultate asemănătoare se obţin atunci cînd se utilizează distanţa Hamming în funcţia potenţială.

Funcţiile potenţiale adoptate au fost de forma :

$$K(\vec{x}, \vec{x_j}) = \frac{1}{1 + 0{,}01 \sum_{k=1}^{n} (x_k - x_{jk})^2} \tag{18}$$

sau :

$$K(\vec{x}, \vec{x_j}) = \frac{1}{1 + 0{,}5 \sum_{k=1}^{n} |x_k - x_{jk}|}. \tag{19}$$

3. Concluzii

Transformarea optimală definită mai sus poate fi utilizată pentru stabilirea spaţiului formelor în care separarea claselor se face cu mai multă uşurinţă. Cu toate că nu constituie o soluţie la fel de puternică cum este cea ilustrată prin figura 1, totuşi metoda examinată pentru definirea spaţiului formelor are avantajul că nu necesită un volum de calcul excesiv. Acest lucru este important, deoarece transformarea poate fi determinată pe un set de date ce se reactualizează şi, astfel, în spaţiul formelor „importanţa" acordată coordonatelor punctelor se poate modifica o dată cu modificarea caracteristicilor procesului condus.

ANEXA

Distanţa Hamming dintre punctele $\vec{x}_p^{(i)}$ şi $\vec{x}_q^{(i)}$ din spaţiul transformat este :

$$d_H(x_p^{(i)}, x_q^{(i)}) = \sum_{j=1}^{n} w_{ijj} \, | x_{pj} - x_{qj} |. \tag{A.1}$$

Media distanţelor Hamming dintre punctele clasei S_i este :

$$\overline{D}_i = \frac{1}{M_i^2} \sum_{p=1}^{M_i} \sum_{q=1}^{M_i} d_H(x_p^{(i)}, x_q^{(i)}), \tag{A.2}$$

în care M_i este numărul punctelor prelucrate din clasa S_i

Relaţia (A. 2) poate fi scrisă sub forma :

$$D_i = \sum_{j=1}^{n} w_{ijj} \, \rho_j, \tag{A.3}$$

unde :

$$\rho_j = \frac{1}{M_i^2} \sum_{p=1}^{M_i} \sum_{q=1}^{M_i} |x_{pj} - x_{qj}|. \tag{A.4}$$

Se pune problema minimizării distanţei $\overline{D}_i$ atunci cînd se impune constrîngerea :

$$P_i = \prod_{j=1}^{n} w_{ijj} = 1. \tag{A.5}$$

Utilizînd metoda multiplicatorului lui Lagrange, din relaţia :

$$d\overline{D}_i - \lambda \, dP_i = 0 \tag{A.6}$$

rezultă :

$$\rho_j - \frac{\lambda}{w_{ijj}} = 0, \; j = 1,2 \ldots n, \tag{A.7}$$

deci :

$$w_{ijj} = \frac{\lambda}{\rho_j}. \tag{A.8}$$

Din relaţiile (A.5) şi (A.8) rezultă :

$$\lambda = \left(\prod_{j=1}^{n} \rho_j \right)^{\frac{1}{n}} \tag{A.9}$$

şi prin urmare :

$$w_{ijj} = \frac{1}{\rho_j} \left(\prod_{k=1}^{n} \rho_k \right)^{\frac{1}{n}}. \tag{A.10}$$

BIBLIOGRAFIE

[1] Ceangă, E. *Teză de doctorat.* Institutul poltehnic Bucureşti, 1969.

[2] Turbovici, I. T. : Knipper, A. V., Iurkov, E. F. — *Shema opoznaniia obrazov, ispolizuiuşciaia kak determinirovannie metodî (metod etalonov), tak i statisticekie svoistva viborki.* Opoznanie obrazov, Iz. Nauka, Moscova, 1968.

[3] Turbovici, I. T., Ghitis, V. G. *Dopolnitelnaia minimizaţiia cisla pervicinîh priznakov pri ispolzovanii informaţii o parametrah opoznaiuşcei maşinî.* Opoznanie obrazov, Iz. Nauka, Moscova, 1968.

[4] Aizerman, M. A., Braverman, E. M., Rozonoer, L. I. *Teoreticeskie osnovî metoda potenţialinîh funkţii v zadace obuceniia avtomatov razdeleniiu vhodnîh situaţii na klassî.* În : Avtomatika i telemehanika, nr. 6, 1964.

[5] Sebestyen, G. S. *Proţessî priniatiia reşenii v raspoznavanii obrazov.* Iz. Tehnika, Kiev, 1965.

Dr. ing. I. BEJAN şi ing. G. BALABAN

Cercetări privind funcţionarea modulatorului magnetic (M.M.) ca element static de măsură a fazei

În [1] — [6] au fost prezentate noi posibilităţi de utilizare a M.M. cu ieşirea la frecvenţă dublă 2f, ca element al sistemelor automate; în [7] a fost elaborat studiul acestuia ca element de măsură a defazajului α dintre tensiunile alternative U_1 şi U_2 de frecvenţă f. În figura 1 este dată schema M.M. elaborată pentru a fi folosită în acest scop.

Pornind de la figura 1, au fost stabilite expresiile diferitelor mărimi ce caracterizează funcţionarea M. M. ca element de măsură a fazei,

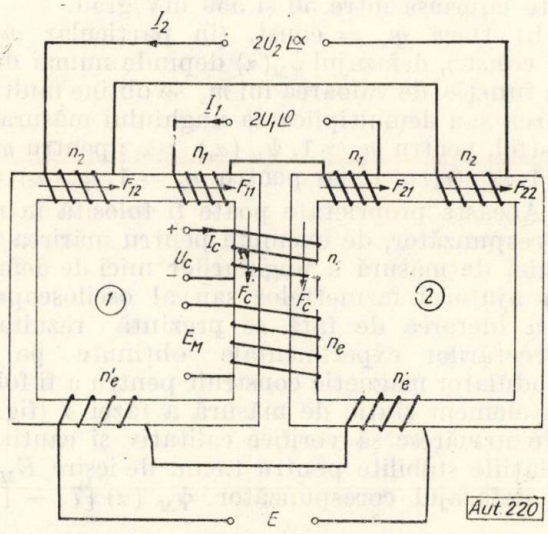


Fig. 1

precum şi a t.e.m. de ieşire E_M, de frecvenţă 2f. Pentru calcule, curba de magnetizare a circuitului magnetic s-a aproximat prin relaţia polinominală [8], simplă şi comodă, de forma:

$$\Phi = k_0 + k_1 F + k_3 F^3, \tag{1}$$

unde:

F reprezintă t.m.m. rezultantă; în cazul M.M., ea este suma t.m.m. alternative şi continue (fig. 1);

k_0, k_1,k_3 — constante; unele din ele (k_0 şi k_3), în anumite situaţii şi grad de aproximare, pot fi nule.

În [7] au fost stabilite expresiile următoarelor mărimi de bază ale M. M.:

— tensiunile magnetomotoare alternative din miezurile M. M.:

$$\underline{F}_{1a}(\alpha) = F_{110}\left[e^{j\psi_2} + m_z\, e^{j(\alpha+\psi_1)}\right] e^{-j\psi_z} = F_{1a}(\alpha)\, e^{j\psi_{F1}(\alpha)}, \tag{2}$$

$$\underline{F}_{2a}(\alpha) = -\underline{F}_{1a}(\alpha), \tag{3}$$

unde:

$$F_{1a}(\alpha) = \frac{n_1 U_1 Z_2}{c_z}\sqrt{1+m_z^2+2m_z\cos(\alpha+\psi_1-\psi_2)}, \tag{4}$$

$$\psi_{F1}(\alpha) = \varphi(\alpha) + \psi_2 - \psi_z = \varphi(\alpha) + \delta - \frac{\pi}{2}, \tag{5}$$

$$\varphi(\alpha) = \operatorname{arctg}\frac{m_z \sin(\alpha+\psi_1-\psi_2)}{1+m_z\cos(\alpha+\psi_1-\psi_2)}, \tag{6}$$

$$\delta = \frac{\pi}{2} - \psi_z + \psi_2;$$

— tensiunea electromotoare de ieşire:

$$\underline{E}_M(\alpha) = E_M(\alpha)\, e^{j\psi_M(\alpha)}, \tag{7}$$

unde:

$$E_M(\alpha) = 3\sqrt{2}\,\omega\, n_e k_3 F_c F_{1a}^2(\alpha)$$

sau:

$$E_M(\alpha) = 3\sqrt{2}\,\omega k_3\, n_e F_c \frac{n_1^2 U_1^2 Z_2^2}{c_z^2}\left[1+m_z^2+2m_z\cos(\alpha+\psi_1-\psi_2)\right] = K_E E_M^*(\alpha), \tag{8}$$

$$\psi_M(\alpha) = 2\,\psi_{F1}(\alpha) - \frac{\pi}{2} \tag{9}$$

sau:

$$\psi_M(\alpha) = 2\left[\varphi(\alpha)+\delta\right] - \frac{3}{2}\pi, \tag{9'}$$

unde:

$$K_E = 3\sqrt{2}\,\omega\, k_3\, n_e F_c \frac{n_1^2 U_1^2 Z_2^2}{c_z^2}, \tag{10}$$

$$E_M^*(\alpha) = 1 + m_z^2 + 2\, m_z \cos(\alpha+\psi_1-\psi_2). \tag{11}$$

În anexa 1 este explicată semnificaţia notaţiilor folosite în reprezentările grafice şi în textul lucrării; de asemenea sînt date expresiile diferitelor constante care intră în relaţii pentru cazul general, cînd se iau în considerare toţi parametrii M. M., şi pentru cazul particular, cînd se neglijează reactanţele de scăpări.

În figura 2 este reprezentată diagrama fazorială a t.m.m. $F_{1a}(\alpha)$ pentru miezul 1 al M.M., precum şi hodograful acesteia pentru $0° \leqslant \alpha \leqslant 360°$, construită cu (2): pentru miezul 2, fazorul este $F_{2a}(\alpha)$ iar hodograful este cel punctat,

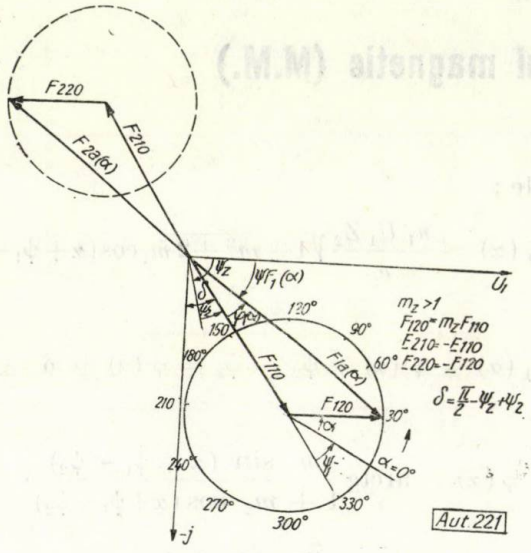


Fig. 2

În figura 3 sînt prezentate formele hodografelor descrise de $\underline{E}_M$ (α), construite cu (7) pentru $0° \leqslant \alpha \leqslant 360°$ şi pentru $m_z = 0{,}5$; 1; 1,5, pentru un M.M. oarecare.

În [7] s-au considerat reactanţele de scăpări ale M. M. nule; în această situaţie: $m_z = m_R$. $\psi_z = \frac{\pi}{2}$, $\psi_1 = \psi_2 = 0$, $\delta = 0$. Încercările experimentale au dovedit că, pentru M. M. de puteri mici şi construcţie îngrijită, această ipoteză este justificată.

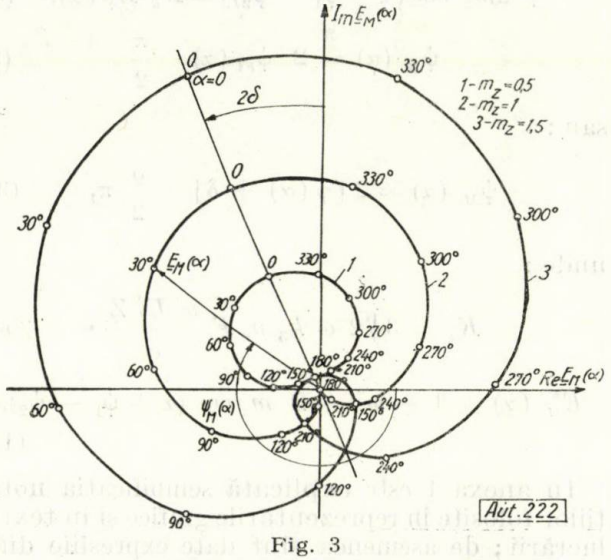


Fig. 3

În urma cercetărilor teoretice efectuate au rezultat următoarele concluzii principale:

a) Dacă $m_z = \text{const.}$ (în particular $m_R = \text{const.}$), $F_c = \text{const.}$, atunci pentru un M. M. dat, valoarea tensiunii de ieşire E_M depinde numai de defazajul α (8). Prin aceasta modulatorul magnetic, realizat după schema din figura 1, poate fi folosit în instalaţiile automate sau de protecţie prin relee, pentru controlul defazajului dintre două tensiuni alternative. De asemenea aşa cum indică expresia mărimii de ieşire (8), cu unele modificări şi completări dispozitivul poate fi folosit şi pentru controlul altor parametri, cum ar fi puterea, impedanţa etc.

Prin alegerea corespunzătoare a tensiunii magnetomotoare F_c şi a parametrului m_z (în particular m_R) se obţine sensibilitatea dorită pentru M. M. Aceasta este cu atît mai mare cu cît tensiunile de alimentare sînt mai mari, respectiv m_R. Se găseşte că pentru valorile tensiunilor considerate în [7] şi la care s-a experimentat în lucrarea de faţă, pentru $m_R \geq \geq 1$, sensibilitatea M.M.:

$$S = \frac{\mathrm{d}E_M}{\mathrm{d}\alpha}$$

este cuprinsă între 50 şi 550 mV/grad.

b) Dacă $m_z = \text{const.}$ (în particular $m_R = \text{const.}$), defazajul $\psi_M(\alpha)$ depinde numai de α. În funcţie de valoarea lui m_z se obţine multiplicarea sau demultiplicarea unghiului măsurat α. Astfel, pentru $m_z > 1$, $\psi_M(\alpha_i) > \alpha_i$; pentru $m_z < 1$, $\psi_M(\alpha_i) < \alpha_i$, iar pentru $m_z = 1$, $\psi_M(\alpha_i) = \alpha_i$.

Această proprietate poate fi folosită în mod corespunzător, de exemplu pentru mărirea preciziei de măsură a unghiurilor mici de defazaj, cu ajutorul fazmetrelor sau al osciloscopului.

În lucrarea de faţă se prezintă rezultatele cercetărilor experimentale obţinute pe un modulator magnetic construit pentru a fi folosit ca element static de măsură a fazei α (fig. 1). Ele urmăresc să verifice calitativ şi cantitativ relaţiile stabilite pentru t.e.m. de ieşire E_M (α) şi defazajul corespunzător ψ_M (α) [7] — [11].

1. Ipoteze şi condiţii de lucru

Aşa cum s-a menţionat, cercetările experimentale au urmărit verificarea relaţiilor stabilite pentru F_{1a} (α), F_{2a} (α) şi E_M (α) în cazul $x_{1s} = x_{2s} = 0$ şi aproximînd curba de magnetizare printr-o relaţie polinomială (1), dar pentru $k_0 \neq 0$.

Modulatorul magnetic folosit în încercări are miezul din mumetal; caracteristicile constructive, precum şi constantele lui, sînt date în anexa II. În figura 14 (curba *1*) este prezentată caracteristica de magnetizare $\Phi = f(F_c)$, ridicată experimental, pentru un singur miez, în prezenţa t. m. m. alternative F_{1a}, respectiv F_{2a}.

Măsurătorile făcute pe M. M. au arătat că reactanţele de scăpări reprezintă în medie 5—10% din rezistenţele active ale înfăşurărilor; ca urmare ele au fost neglijate în relaţiile supuse verificărilor experimentale şi deci $m_z = m_R$.

Datorită proporţionalităţii t. e. m. de ieşire E_M (α) cu t. m. m. F_c (8), pentru a se obţine sensibilităţi ridicate, situaţie dorită în cele mai multe cazuri, se impune ca F_c să fie mare, corespunzător saturaţiei.

T. m. m. alternativă F_{1a}, suprapusă peste cea continuă F_c, variază în jurul punctului ales F_{c0} (fig. 14) şi determină t. m. m. rezultantă (8). În cazul studiat, t. m. m. rezultantă într-un miez F_{1a}, respectiv F_{2a}, variază cu α de la valoarea maximă, cînd $\alpha = 0$, la valoarea minimă, cînd $\alpha = 180°$ (4). În plus, în condiţii practice, t. m.m. maxime la $\alpha = 0°$ nu pot fi alese de valori mari, pentru ca la $\alpha = 180°$, curenţii alternativi I_1 şi I_2, de care depind F_{1a} şi F_{2a}, să nu ducă la încălzirea înfăşurărilor.

Ca urmare a acestor considerente rezultă că, prin alegerea tensiunilor de excitaţie U_1 şi U_2, limitele de variaţie ale t.m.m. F_{1a}, F_{2a} este recomandabil să fie fixate în domeniul saturat al curbei de magnetizare (fig. 14, domeniul haşurat). În aceste condiţii, curba de magnetizare poate fi aproximată mai exact în domeniul de funcţionare (fig. 14, haşurat) prin relaţia (1), dar cu $k_0 \neq 0$.

Pentru M. M. dat s-au găsit următoarele valori ale constantelor din (1):

$$k_0 = 30 \cdot 10^{-5} \text{ Wb}, \quad k_1 = 0{,}12 \cdot 10^{-5} \text{Wb/AS}, \quad k_3 = -0{,}93 \cdot 10^{-11} \text{ Wb/(AS)}^3. \qquad (12)$$

În figura 14, curba reprezintă caracteristica de magnetizare construită cu (1) şi valorile constantelor din (12).

În figura 4 se reprezintă schema instalaţiei folosite pentru încercările experimentale.

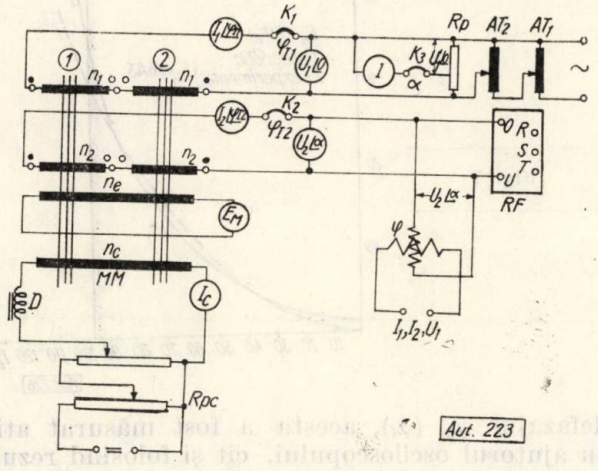


Fig. 4

Perechea de înfăşurări n_1 este alimentată la tensiunea $U_1 \underline{|0}$; perechea n_2 este alimentată la tensiunea $U_2 \underline{|\alpha}$ de la regulatorul de fază R. F.

Faza diferitelor mărimi în raport cu $U_1 \underline{|0}$ a fost măsurată cu fazmetrul φ. Înfăşurarea de tensiune a acestuia a fost conectată la tensiunea $U_2 \underline{|\alpha}$ iar înfăşurarea de curent a fost conectată, după caz, în circuitele de curent $\underline{|I_1}\, \varphi_{I1}$, $I_2 \underline{|\varphi_{I2}}$ şi la tensiunea $U_1 \underline{|0}$, cu ajutorul unui comutator de tip wattmetric avînd contactele K_1, K_2, K_3 (U_1' este în fază cu U_1).

Cu ajutorul mărimilor măsurate cu montajul din figura 4 şi al diagramei fazoriale din figura 5 au fost determinate valorile t. m. m. $F_{1a}(\alpha_i)$ şi a

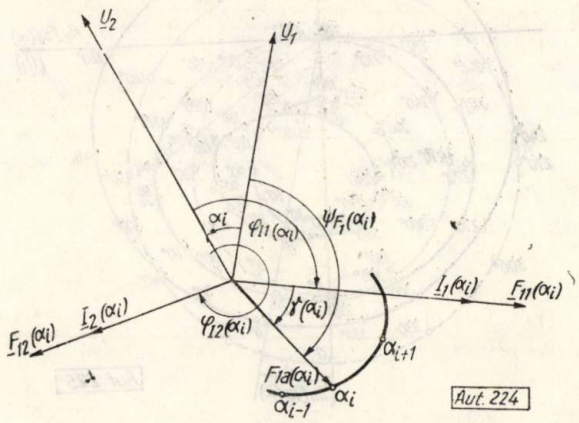


Fig. 5

fazei $\psi_{F1}(\alpha_i)$ în raport cu U_1, la diferite valori ale defazajului α_i:

$$F_{1a}(\alpha_i) = \sqrt{F_{I1}^2(\alpha_i) + F_{I2}^2(\alpha_i) + 2 F_{I1}(\alpha_i) F_{I2}(\alpha_i) \cos [\varphi_{I2}(\alpha_i) - \varphi_{I1}(\alpha_i)]}, \qquad (13)$$

$$\psi_{F1}(\alpha_i) = \varphi_{I1}(\alpha_i) - \alpha_i + \gamma(\alpha_i), \qquad (14)$$

unde:

$$F_{I1}(\alpha_i) = n_1 I_1(\alpha_i); \quad F_{I2}(\alpha_i) = n_2 I_2(\alpha_i),$$

$$\gamma(\alpha_i) = \arccos \frac{F_{I1}^2(\alpha_i) + F_{1a}^2(\alpha_i) - F_{I2}^2(\alpha_i)}{2 F_{I1}(\alpha_i) F_{1a}(\alpha_i)}.$$

2. Rezultate experimentale

În cele ce urmează se prezintă rezultatele experimentale în legătură cu t. m. m. alternativă $F_{1a}(\alpha)$ şi t. e. m. de ieşire $E_M(\alpha)$. S-a luat în considerare şi prima mărime, întrucît de modul de variaţie a acesteia depinde tensiunea de ieşire.

T. m. m. alternativă $\underline{F_{1a}}(\alpha)$, $\underline{F_{2a}}(\alpha)$. A fost determinată variaţia mărimilor $F_{1a}(\alpha)$, $F_{2a}(\alpha)$, atît în lipsa cît şi în prezenţa t.m.m. F_c. Dat fiind interesul pe care-l prezintă ultimul caz, au fost obţinute şi prezentate numai rezultatele din această situaţie.

Pentru t. m. m. F_c s-a ales valoarea care se încadrează în consideraţiile expuse mai sus, anume $F_{c0} = 96$ AS. Cunoscînd valorile mări-

milor din (13) şi (14). au fost calculate $F_{1a}(\alpha_i)$ şi $\psi_{F1}(\alpha_i)$ pentru trei valori ale parametrului $m_R = m_z : 0{,}5 ; 1 ; 1{,}5$.

În figura 6 este prezentat în planul complex hodograful fazorului $F_{1a}(\alpha)$ pentru $U_{1ef} = 17{,}9$ V.

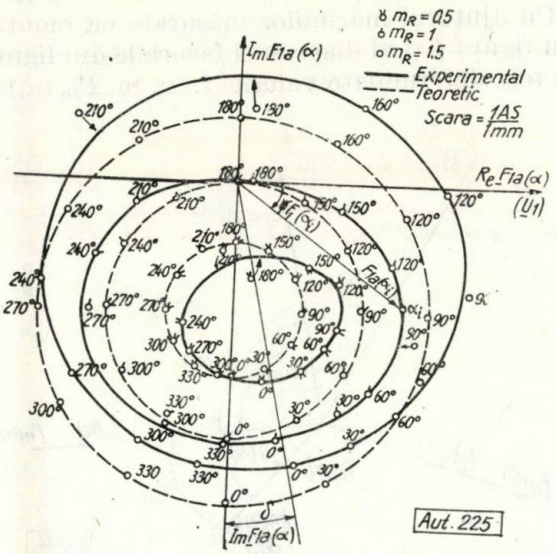


Fig. 6

În anexa II, tabela 1, sînt prezentate, pentru exemplificare, rezultatele obţinute prin măsurări, pentru $m_R = 1$.

În figura 6, prin linii întrerupte sînt reprezentate hodografele $F_{1a}(\alpha)$, în aceleaşi condiţii, dar obţinute prin calcul (2—5). Constantele M. M. care intră în relaţii sînt date în anexa II.

Pentru claritate, în figura 6 nu au mai fost reprezentate curbele corespunzătoare miezului 2; acestea satisfac relaţia (3).

Din figura 6 se constată că, în condiţiile aproximărilor şi simplificărilor adoptate, variaţia t.m.m. $F_{1a}(\alpha)$, obţinută experimental, se apropie într-o măsură bună de cea teoretică; cît priveşte faza $\psi_{F1}(\alpha)$, în toate cazurile se găseşte un decalaj iniţial $\delta \simeq 10°$ între caracteristicile experimentale şi teoretice. Aceasta se datoreşte faptului că, în condiţii reale, reactanţele de scăpări, deşi de valori mici, conduc la $\psi_1 \neq 0$, $\psi_2 \neq 0$ şi deci $\psi_R \neq \psi_z < \frac{\pi}{2}$ (fig. 2).

Încercări experimentale au fost efectuate şi pentru altă valoare a tensiunii de referinţă U_1 ($U_{1ef} = 26{,}4$ V), dar pentru aceleaşi valori ale parametrului m_R; şi în această situaţie rezultatele experimentale au confirmat pe cele teoretice.

T. e. m. de ieşire $\underline{E}_M(\alpha)$. Încercările experimentale în legătură cu t.e.m. de ieşire de frecvenţă 2f au urmărit să verifice măsura în care expresia ei analitică (7) este valabilă în condiţii practice. Aceasta în primul rînd în cazul cînd $F_c = \text{const.}$, $\alpha = \text{const.}$ (în particular, zero) şi deci E_M variază numai cu t. m.m,. alternativă şi anume cu variaţia tensiunii de excitaţie U_1 (sau U_2). Este cazul M. M. ca element de măsură a curentului, tensiunii sau a altei mărimi în curent alternativ. În al doilea rînd s-a determinat variaţia t. e. m. $\underline{E}_M(\alpha)$ pentru $U_1 = \text{const.}$, $U_2 = \text{const.}$, $F_c = \text{const.}$ şi α variabil. În acest caz F_{1a} şi F_{2a} variază numai cu α, deci şi $\underline{E}_M$ (7,8).

Pentru $\alpha = 0$, $\psi_M^{\pm}(0) = 2\delta - \frac{3}{2}\pi = \text{const.}$, $F_c = \text{const.}$, din (8) rezultă:

$$E_M = K \cdot F_{acf}^2. \qquad (15)$$

În figura 7, curba *1* reprezintă caracteristica $E_M = f(F_a)$ construită cu (15); pentru M.M. dat şi pentru $F_{c0} = 96$ AS, $K = 3{,}34 \cdot 10^{-3}$ V/(AS)^2. În aceeaşi figură, curba *2* reprezintă t. e. m. $E_M^{\pm} = f(F_a)$ ridicată experimental; aceasta a fost măsurată la bornele înfăşurării n_e, alimentînd numai perechea de înfăşurări n_1 (fig. 4) la tensiunea U_1 variabilă. Limita maximă de variaţie a t. m. m. F_a a fost cea pentru care s-a aproximat curba de magnetizare (fig. 14).

Din figura 7 se constată că, în condiţiile aproximărilor făcute şi pentru valori relativ reduse ale t.m.m. F_a, între rezultatele teoretice şi experimentale, diferenţele care apar în domeniul de funcţionare (haşurat) nu depăşesc 15%.

În cazul $\alpha = \text{var.}$, $U_1 = \text{const.}$, $U_2 = \text{const.}$, $F_c = \text{const.}$, a fost măsurată valoarea t.e.m. de ieşire $E_M(\alpha_i)$ la bornele n_e. Cît priveşte

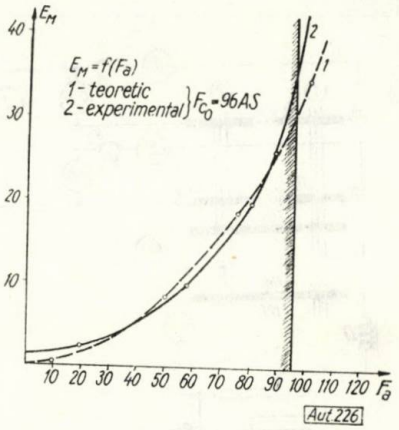


Fig. 7

defazajul $\psi_M(\alpha_i)$, acesta a fost măsurat atît cu ajutorul osciloscopului, cît şi folosind rezultatele măsurătorilor, şi anume în funcţie de $\psi_{F1}(\alpha)$, (9). Dată fiind concordanţa în măsurători obţinută pe aceste două căi, în reprezentări au fost folosite rezultatele căpătate prin cel de al doilea mijloc.

Măsurînd deci $E_M(\alpha_i)$ şi $\psi_M^{\pm}(\alpha_i)$ s-a putut obţine fazorul:

$$\underline{E}_M(\alpha_i) = E_M(\alpha_i)\, e^{j\psi_M(\alpha_i)}, \qquad (16)$$

În figura 8 sînt reprezentate în planul complex hodografele fazorului $\underline{E}_M(\alpha)$, construite cu (16) pentru cele trei valori ale parametrului m_R (0,5; 1; 1,5) şi pentru $U_{1ef} = 17{,}9$ V. În figura 9 sînt reprezentate aceleaşi caracteristici experimentale, dar pentru $U_{1ef} = 26{,}4$ V.

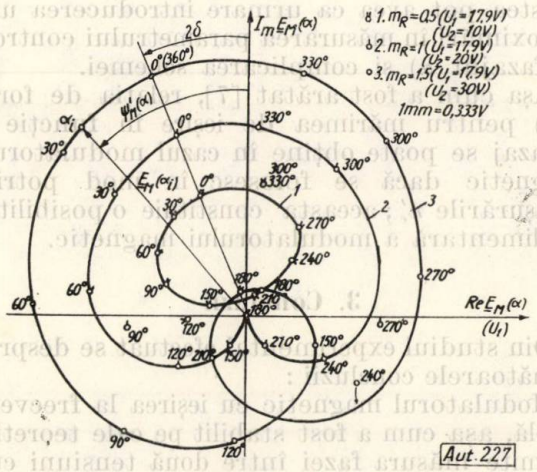


Fig. 8

Din figura 8 şi figura 9 pe de o parte şi figura 3 pe de altă parte se constată că între modul de variaţie a t. e. m. $E_M(\alpha)$ obţinută experimental şi prin calcul există o concordanţă

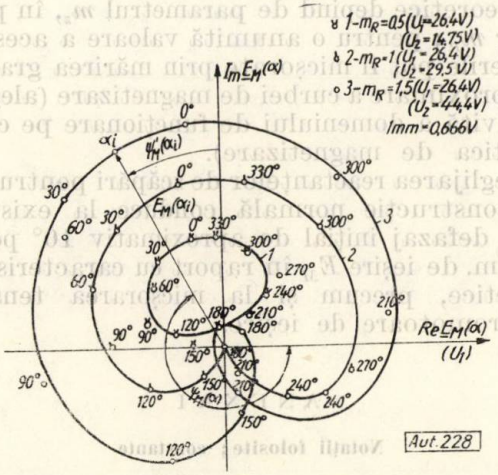


Fig. 9

mulţumitoare. Dat fiind că în condiţii practice reactanţele de scăpări nu sînt nule, se regăseşte pe caracteristicile experimentale un defazaj iniţial de aproximativ 2 δ.

În figurile 10 şi 11 sînt reprezentate curbele $E_M = f(\alpha)$ obţinute experimental pe M. M. construit şi anume pentru $U_{1ef} = 17{,}9$ V (fig. 10) şi $U_{1ef} = 26{,}4$ V (fig. 11), în ambele cazuri pentru cele trei valori ale parametrului m_R (0,5; 1; 1,5). Pentru confruntare, în figura 11 s-a reprezentat, prin curba întreruptă, şi t. e. m. $E_M = f(\alpha)$ calculată cu (8), pentru $m_R = 1$. Din comparaţia rezultatelor obţinute prin măsurători cu cele teoretice, se constată că tensiunea de ieşire $E_M(\alpha)$ a M. M. ca element de măsură a fazei în condiţii practice poate fi exprimată cu o bună aproximare prin relaţia (8). Evident, dacă măsura defazajului α se face la o valoare dată a tensiunilor alternative U_1 şi U_2,

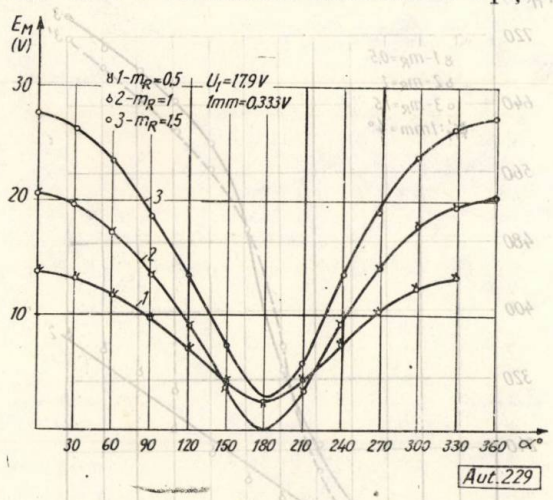


Fig. 10

deci cu un singur m_R, ceea ce se impune în practică, gradul de aproximare poate fi ridicat prin aproximarea mai bună a curbei de magnetizare; în lucrarea de faţă, această aproximare

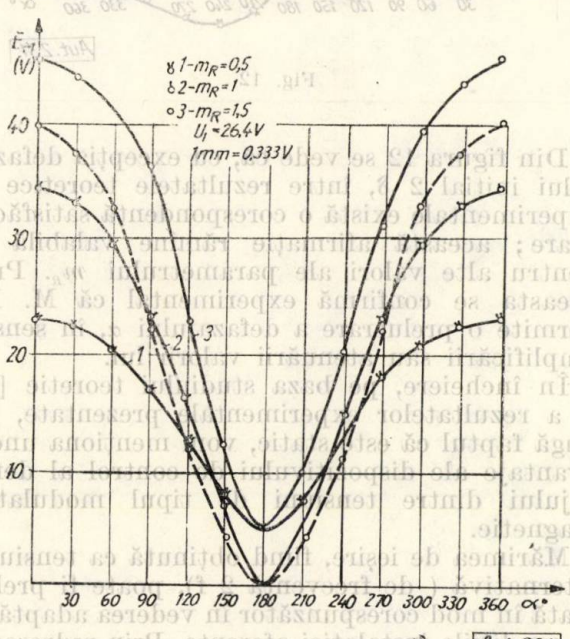


Fig. 11

a fost făcută considerînd că m_R poate lua toate cele trei valori, pentru care motiv a fost ales un domeniu larg de variaţie a t. m. m. $F_{1a}(\alpha)$, $F_{2a}(\alpha)$ (fig. 14).

În figura 12 sînt reprezentate caracteristicile $\psi_M = f(\alpha)$. Pentru comoditatea reprezentării

şi interpretării mărimii $\psi_M(\alpha)$ s-a efectuat o schimbare a originii de fază cu 3/2. π faţă de figura 8 şi figura 9, pentru $U_{1ef} = 26{,}4$ V şi valorile date ale lui m_R. În aceeaşi figură, prin linie întreruptă a fost reprezentată curba $\psi'_M(\alpha)$ pentru $m_R = 1{,}5$ calculată cu (9') pentru $\delta = 0$.

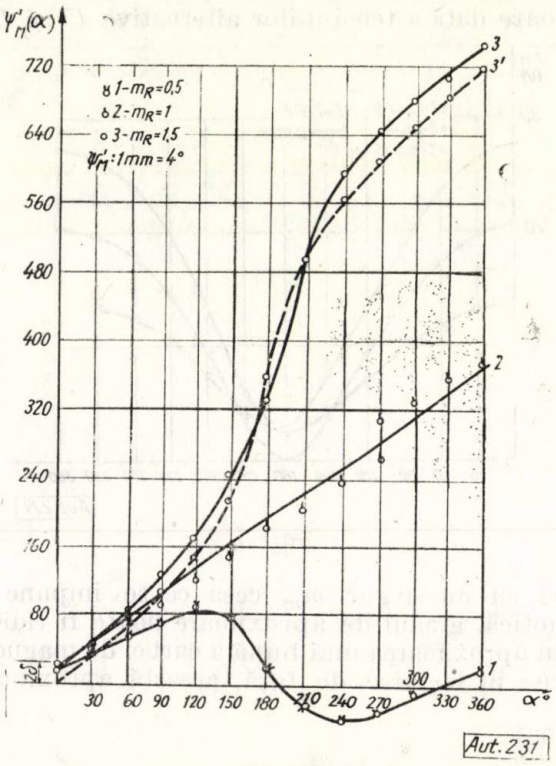


Fig. 12

Din figura 12 se vede că, cu excepţia defazajului iniţial 2 δ, între rezultatele teoretice şi experimentale există o corespondenţă satisfăcătoare; această afirmaţie rămîne valabilă şi pentru alte valori ale parametrului m_R. Prin aceasta se confirmă experimental că M. M. permite o prelucrare a defazajului α, în sensul amplificării sau atenuării valorii lui.

În încheiere, pe baza studiului teoretic [7] şi a rezultatelor experimentale prezentate, pe lîngă faptul că este static, vom menţiona unele avantaje ale dispozitivului de control al defazajului dintre tensiuni de tipul modulator magnetic.

Mărimea de ieşire, fiind obţinută ca tensiune alternativă (de frecvenţă 2 f), poate fi prelucrată în mod corespunzător în vederea adaptării la condiţiile instalaţiei aferente. Prin redresare, poate fi folosită ca tensiune continuă.

Mărimea de ieşire (8) este o funcţie liniară de cos $(\alpha + \psi_1 - \psi_2)$. Majoritatea elementelor statice folosite pentru controlul defazajului furnizează mărimea de ieşire cu expresia generală :

$$E = \sqrt{A + B + C \cos \alpha}. \qquad (17)$$

Pentru a se obţine pentru E relaţia de forma (8), necesară în aplicaţiile practice, se recurge la unele ipoteze simplificatoare privind valoarea raportului B/A şi se apelează la neglijarea unor termeni din relaţia binomială [9].

În alte situaţii, pentru a se obţine relaţia simplă (8), se asociază schemei elemente neliniare (rezistoare sau inductanţe) [10]. Toate acestea pot avea ca urmare introducerea unor aproximări în măsurarea parametrului controlat (defazajul α) şi complicarea schemei.

Aşa cum a fost arătat [7], relaţia de forma (17) pentru mărimea de ieşire în funcţie de defazaj se poate obţine în cazul modulatorului magnetic dacă se folosesc în mod potrivit înfăşurările n'_c; aceasta constituie o posibilitate suplimentară a modulatorului magnetic.

3. Concluzii

Din studiul experimental efectuat se desprind următoarele concluzii :

Modulatorul magnetic cu ieşirea la frecvenţă dublă, aşa cum a fost stabilit pe cale teoretică, permite măsura fazei între două tensiuni cu o precizie satisfăcătoare pentru practică. În condiţiile simplificărilor şi aproximărilor adoptate, între modul de variaţie a parametrilor ce caracterizează funcţionarea M. M. (F_a, ψ_{F1}, E_M, ψ_M) determinat pe cale teoretică şi experimentală există o concordanţă bună.

Abaterile mărimilor menţionate de la valorile teoretice depind de parametrul m_z, în particular m_R; pentru o anumită valoare a acestuia, abaterile pot fi micşorate prin mărirea gradului de aproximare a curbei de magnetizare (alegerea potrivită a domeniului de funcţionare pe caracteristica de magnetizare).

Neglijarea reactanţelor de scăpări pentru M.M de construcţie normală conduce la existenţa unui defazaj iniţial de aproximativ 10° pentru t. e. m. de ieşire E_M în raport cu caracteristicile teoretice, precum şi la micşorarea tensiunii electromotoare de ieşire.

ANEXA I

Notaţii folosite; constante

În figura 1 şi în lucrare au fost folosite notaţiile :

n_1, n_2 — numărul de spire ale înfăşurărilor de excitaţie;
Z_1, Z_2 — impedanţele înfăşurărilor de excitaţie :
R_1, R_2 — rezistenţele active ale înfăşurărilor de excitaţie;
X_{1s}, X_{2s} — reactanţele de scăpări ale înfăşurărilor de excitaţie;

U_1, U_2 U_{1ef} U_{2ef} — tensiunile alternative de excitaţie de frecvenţă f în valori maxime şi eficace;

I_1, I_2 — intensităţile curenţilor alternativi în valori maxime corespunzătoare tensiunilor U_1 şi U_2;

F_{11}, F_{12} şi F_{21}, F_{22} — tensiunile magnetomotoare (t. m. m.) în valori maxime din miezurile 1 şi 2, determinate de curenţii I_1 şi I_2;

$F_{1a}(\alpha)$. $F_{2a}(\alpha)$, $\Psi_{F1}(\alpha)$, $\Psi_{F2}(\alpha)$ — t. m. m. rezultante din miezurile 1 şi 2, determinate de F_{11} şi F_{22}, respectiv F_{21} şi F_{22}, şi defazajele corespunzătoare dependente de α.

n_c, U_c, I_c, F_c — numărul de spire, tensiunea, curentul şi t. m. m. corespunzătoare circuitului de curent continuu:
n_e, E_M (α), Ψ_M (α) — numărul de spire ale circuitului de ieşire, tensiunea electromotoare (t. e. m.) de ieşire de frecvenţă $2f$ şi defazajul corespunzător;
k_0, k_1, k_3 — constante din expresia de aproximare a curbei de magnetizare [7];
ω — pulsaţia tensiunilor de excitaţie:

$$\underline{c}_z = c_z \cdot e^{j\Psi z} = R_1 R_2 - X_{1S} X_{2S} - \omega k_1 (n_1^2 X_{2S} + n_2^2 X_{1S}) +$$

$$+ j [R_1 X_{2S} + R_2 X_{1S} + \omega k_1 (n_1^2 R_2 + n_2^2 R_1)];$$

$$\Psi_z = \operatorname{arc\,tg} \frac{R_1 X_{2S} + R_2 X_{1S} + \omega k_1 (n_1^2 R_2 + n_2^2 R_1)}{R_1 R_2 - X_{1S} X_{2S} - \omega k_1 (n_1^2 X_{2S} + n_2^2 X_{1S})};$$

$$\underline{Z}_1 = Z_1 e^{j\Psi 1}; \quad \underline{Z}_2 = Z_2 e^{j\Psi 2};$$

$$m_z = \frac{k_z}{k_{120} \cdot k_{12}};$$

$$k_z = \frac{Z_1}{Z_2}; \quad k_{120} = \frac{n_1}{n_2}; \quad k_{12} = \frac{U_1}{U_2};$$

$$F_{110} = F_{210} = \frac{n_1 U_1 Z_2}{c_z};$$

$$F_{120} = F_{220} = m_z \cdot \frac{n_1 U_1 Z_2}{c_z};$$

$$k(\alpha) = \sqrt{1 + m_z^2 + 2 m_z \cos(\alpha + \Psi_1)}.$$

Dacă:

$$x_{1S} = x_{2S} = 0, \quad \Psi_1 = \Psi_2 = 0;$$

$$\underline{c}_z = \underline{c}_R \approx j\omega k_1 (n_1^2 R_2 + n_2^2 \cdot R_1);$$

$$\Psi_z = \Psi_R \simeq \frac{\pi}{2};$$

$$m_z = m_R = \frac{k_R}{k_{120} \cdot k_{12}}; \quad k_R = \frac{R_1}{R_2} = k_z;$$

$$K_E = \frac{3\sqrt{2}\, F_c}{\omega} \frac{k_3}{k_1^2} \frac{n_e}{n_1^2} \frac{U_1^2}{\left(1 + \frac{k_R}{k_{120}^2}\right)^2};$$

$$E_M^*(\alpha) = 1 + m_R^2 + 2 m_R \cos \alpha.$$

ANEXA II

Date constructive, caraeteristici, parametri şi constante ale modulatorului magnetic

Dimensiunile geometrice ale M. M (fig. 13)
Tole metal format *U I*, grosime 0,35 mm;

$$y_1 = y_3 = 2 \text{ cm};$$

$$b = 2 \text{ cm};$$

$$h = 6 \text{ cm};$$

$$y_2 = 1{,}95 \text{ cm}.$$

Secţiunea circuitului magnetic;

$$S = 3{,}7 \text{ cm}^2.$$

Lungimea medie a liniilor de forţă;

$$l_c = 22 \text{ cm}.$$

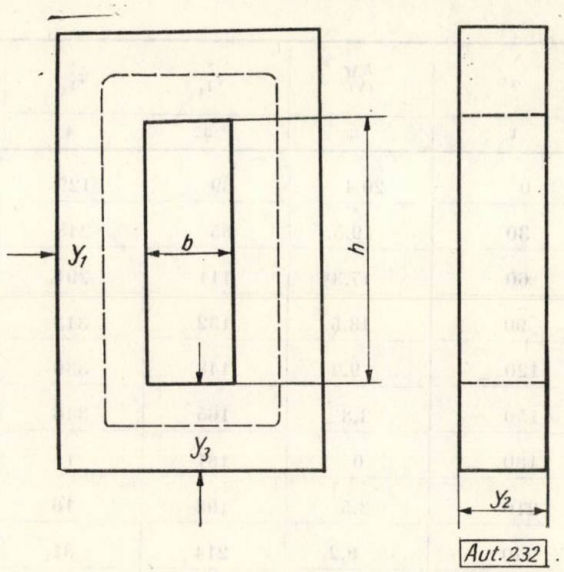


Fig. 13

Înfăşurările:

$n_1 = 550$ sp.; $n_c = 1\,600$ sp;
$n_2 = 750$ sp.; $n_e = 1\,400$ sp.

Prin măsurători au fost determinate următoarele constante;

$$R_1 = 26{,}5\,\Omega; \quad R_2 = 40{,}5\,\Omega.$$

Caracteristica de magnetizare în curent continuu (fig. 14).

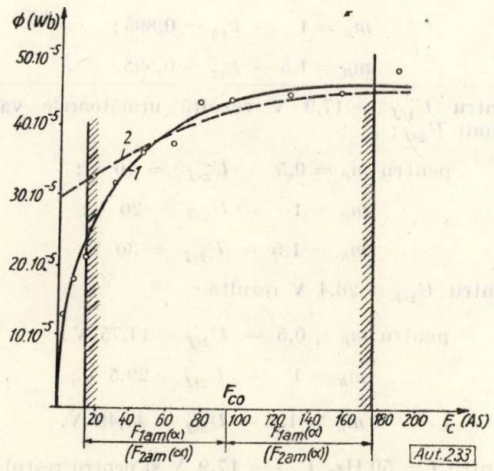


Fig. 14

Rezultate experimentale pentru $U_{1ef} = 17{,}9$ V;

$k_{12} = 0{,}895$; $F_c = 96$ AS; $m_R = 1$ (v. tabela 1).

Constantele M.M. din expresia t. m. m.

$$k_R = \frac{R_1}{R_2} = 0{,}655;$$

$$k_{120} = \frac{n_1}{n_2} = 0{,}734;$$

$$m_R = \frac{k_R}{k_{120} \cdot k_{12}} = \frac{0{,}895}{k_{12}}.$$

Tabela 1

$\alpha°$	E_M (V)	$\varphi°_{I_1}$	$\varphi°_{I_2}$	I_1 (mA)	I_2 (mA)	F_{12} (AS)	F_{12} (AS)	F_{1a} (AS)	$\Psi°(\alpha)$ F_1
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
0	20,4	39	129	105	65	57,5	48,7	75,6	—79
30	19,5	85	248	234	74	128,8	55,5	76,8	—65
60	17,3	111	291	375	172	206	129	77	—51
90	13,5	132	313	488	273	278	205	73	—42
120	9,2	148	330	5777	352	318	264	54	—28
150	3,8	165	346	617	410	340	307	33	—15
180	0	181	1	610	443	336	332	4	—1
210	3,5	198	16	533	432	293	324	31	—166
240	9,2	214	31	467	408	257	306	49	—151
270	14	232	47	357	342	196,5	256	59,5	—137
300	17,8	255	64	231	260	127	195	74,5	—105
330	19,5	298	86	116	169	63,2	127	80,8	—91
360	20,3	42	128	105	62	57,7	46,5	71,6	—80

Pentru cele trei valori ale parametrului m_R, cu care s-a lucrat, rezultă următoarele rapoarte ale tensiunilor de excitaţie;

pentru $m_R = 0{,}5$ — $k_{12} = 1{,}79$;

$m_R = 1$ — $k_{12} = 0{,}895$;

$m_R = 1{,}5$ — $k_{12} = 0{,}595$.

Pentru $U_{1ef} = 17{,}9$ V rezultă următoarele valori ale tensiunii U_{2ef};

pentru $m_R = 0{,}5$ — $U_{2ef} = 10$ V;

$m_R = 1$ — $U_{2ef} = 20$ V;

$m_R = 1{,}5$ — $U_{2ef} = 30$ V.

Pentru $U_{1ef} = 26{,}4$ V rezultă:

pentru $m_R = 0{,}5$ — $U_{2ef} = 14{,}75$ V;

$m_R = 1$ — $U_{2ef} = 29{,}5$ V;

$m_R = 1{,}5$ — $U_{2ef} = 44{,}40$ V.

Pentru $f = 50$ Hz, $U_{1ef} = 17{,}9$ V şi pentru restul constantelor (k_1, n_1...) s-au găsit.

$$c_R = w\, k_1 (n_1^2 R_2 + n_2^2 R_1) = 10200\ \Omega^2;$$

$$F_{110} = \frac{n_1 R_2 U_1}{c_R} = 39\ \text{AS}.$$

Constantele M.M. din expresia t. e. m. de ieşire

$$K_E = \frac{\sqrt{2}\cdot 3\cdot F_c}{\omega}\ \frac{k_3}{k_1^2}\ \frac{n_e}{n_1^2}\ \frac{U_1^2}{\left(1 + \frac{k_R}{k_{120}^2}\right)^2}.$$

Pentru $U_{1ef} = 17{,}9$ V — $k_E = 5{,}14$ V;

$U_{1ef} = 26{,}4$ V — $K_E = 11{,}2$ V.

BIBLIOGRAFIE

[1] Bejan, I.: *Contribuţiuni experimentale la studiul funcţionării amplificatorului magnetic cu ieşirea la frecvenţă dublă, ca element de măsură.* In: Bul. Inst. pol. Iaşi, 1964, tom × (XIV), fasc. 1—2.

[2] Bejan, I. *Contribuţiuni privind erorile de măsură datorită histerezisului în modulatoarele magnetice, la variaţia frecvenţei.* În: Bul. Inst. pol. Iaşi, 1964, tom X(XIV), fasc. 3—4.

[3] Bejan, I., Iliescu, G. *Contribuţiuni privind influenţa temperaturii asupra erorilor de măsură în modulatorul magnetic.* În: Bul. Inst. pol. Iaşi 1965, tom. XI (XV), fasc. 1—2.

[4] Bejan, I. *Asupra fenomenului de histerezis în modulatoarele magnetice.* În: Bul. Inst. pol. Iaşi, 1966, tom XII (XVI), fasc. 1—2.

[5] Boţan, N. V., Bejan, I. *Asupra funcţionării modulatorului magnetic în regim de releu.* În: Studii şi cercetări de energetică şi electrotehnică, 1965, tom XV, nr. 3.

[6] Balaban, G. Bejan, I. *Asupra posibilităţilor de folosire a modulatorului magnetic ca element logic.* In: Bul. Inst. pol. Iaşi, 1969, tom XV (XIX), fasc 1—2.

[7] Bejan, I. Balaban, G. *Der als statisches Phasenmessungselement benutzte magnetische Modulator mit Ausgang bei doppelter Frequenz.* În: Bul. Inst. pol. Iaşi, 1970, tom XVI(XX), fasc. 1—2.

[8] Rozemblat, M. A. Magnitîe usiliteli. Moscova, Sovetsko Radio, 1960.

[9] Nadejdin, V. V., Sapronov, A. K., Sirotko, V. K. *Staticeskie rele v releinoi zascite.* Leningrad, Nauka, 1968.

[10] Penescu, C. *Automatica şi telemecanica sistemelor energetice,* vol. III. Bucureşti, Ed. Acad., 1961.

Dr. ing. IOAN PALCU | ing. DAN HURDUC şi ing. MIHAELA ANUŞCA

Dispozitiv automat de realizare a funcţiilor de corelaţie

Calculul statistic al sistemelor automate reprezintă unul din noile capitole esenţiale ale teoriei sistemelor automate. Importanţa practică deosebită a teoriei probabilităţilor rezultă din însuşi domeniul ei de explorare: procese aleatorii, caracteristice tuturor domeniilor de activitate şi implicit automaticii.

Din punct de vedere teoretic, prezenta lucrare se încadrează în aşa-numita teorie a corelaţiei, subcapitol remarcabil al teoriei probabilităţilor.

1. Elemente de teoria corelaţiei

Un proces aleatoriu (stochastic) se numeşte o funcţie de timp $X(t)$ care, pentru fiecare valoare a argumentului t, reprezintă o variabilă aleatorie $x(t)$.

Principalele mărimi numerice ale teoriei corelaţiei sînt: media statistică (sau speranţa matematică) şi funcţia de corelaţie.

Media statistică a procesului aleatoriu $X(t)$ este o funcţie nealeatorie $m_x(t)$ care, pentru fiecare valoare a argumentului t, este egală cu media statistică a variabilei aleatorie $x(t)$, obţinută din $X(t)$ pentru argumentul respectiv.

Dacă pentru momentul t_1, variabila aleatorie a procesului $X(t)$ va fi $x(t_1)$, iar funcţia de densitate de probabilitate de ordinul întîi va fi $f_1[x(t_1); t_1]$, atunci media statistică a procesului aleatoriu $X(t)$ este exprimată de relaţia:

$$m_x(t_1) = \overline{x(t_1)} = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t_1) f_1[x(t_1); t_1]\, \mathrm{d}x(t_1). \quad (1)$$

Funcţia de corelaţie (autocorelaţie) a procesului aleatoriu $X(t)$ este o funcţie nealeatorie care stabileşte dependenţa statistică între valorile procesului $X(t)$ la două momente distincte de timp t_1 şi t_2, dependenţă exprimată de relaţia:

$$R_{x.x}(t_1,t_2) = \int_{-\infty}^{+\infty} \mathrm{d}x(t_1) \int_{-\infty}^{+\infty} x(t_1) \cdot x(t_2)\, f_2[x(t_1), t_1; x(t_2) t_2]\, \mathrm{d}x(t_2), \quad (2)$$

unde $f_2[x(t_1), t_1; x(t_2), t_2]$ este funcţia de densitate de probabilitate de ordinul doi.

Practica arată că cea mai mare parte a proceselor aleatorii se bucură de proprietatea de staţionaritate, adică caracteristicile statistice ale procesului aleatoriu sînt invariabile în raport cu originea argumentului (timpului).

Rezultă de aici că un proces aleatoriu şi staţionar are media statistică constantă în timp, iar funcţia sa de autocorelaţie depinde numai de intervalul de timp dintre cele două momente t_1 şi t_2, adică de argumentul $\tau = t_1 - t_2$.

În condiţiile de staţionaritate, relaţiile (1) şi (2) se simplifică considerabil, ele devenind:

$$m_x = \int_{-\infty}^{+\infty} x f_1(x)\, \mathrm{d}x, \quad (3)$$

respectiv:

$$R_{x.x}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} \mathrm{d}x(t_1) \int_{-\infty}^{+\infty} x(t_1)\, x(t_2) f_2[x(t_1), x(t_2), \tau]\, \mathrm{d}x(t_2). \quad (4)$$

Remarcăm că toate relaţiile prezentate pînă aici se referă la operaţii care se efectuează asupra unui ansamblu de realizări.

Dacă, în plus, procesul alteatoriu şi staţionar $X(t)$ se bucură şi de proprietatea de ergodicitate, adică dacă media statistică m_x stabilită pe ansamblul de realizări ale procesului este egală cu media efectuată asupra unei singure realizări, pe un interval de timp infinit, atunci relaţiile de calcul ale mediei statistice m_x şi ale funcţiei de autocorelaţie $R_{x.x}(\tau)$ se simplifică şi mai mult, ele devenind:

$$m_x = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} x(t)\, \mathrm{d}t, \quad (5)$$

$$R_{x.x}(\tau) = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} x(t) x(t+\tau)\, \mathrm{d}t \quad (6)$$

În cadrul teoriei corelaţiei, se studiază frecvent comportarea simultană a două procese aleatorii, staţionare şi ergodice, $X(t)$ şi $Y(t)$ a căror funcţie de corelaţie (intercorelaţie) este:

$$R_{x.y}(\tau) = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} x(t)\, y(t+\tau)\, \mathrm{d}t. \quad (7)$$

În toate aplicaţiile practice, atît media statistică cît şi funcţiile de corelaţie sînt determinate în timp real, adică pentru argumentul $t \in [0, T]$, unde T este pozitiv şi finit.

În condiţiile realizabilităţii practice, atît media statistică cît şi funcţiile de corelaţie sînt exprimate prin relaţii aproximative. Astfel, media statistică este:

$$m_x^T \cong \frac{1}{T} \int_0^T x(t)\, \mathrm{d}t, \quad (8)$$

unde m_x^T este o variabilă aleatorie ale cărei valori variază în raport cu mărimea intervalului T.

Se impune determinarea abaterii variabilei aleatorii m_x^T în raport cu m_x, adică determinarea dispersiei D:

$$D = M\,[(m_x^T - m_x)^2], \qquad (9)$$

unde M este operatorul mediei statistice.

În aceleaşi condiţii de realizabilitate practică, funcţia de autocorelaţie este dată de relaţia:

$$R_{x,x}^T(\tau) \cong \frac{1}{T}\int_0^T x(t)x(t-\tau)\mathrm{d}t, \qquad (10)$$

iar funcţia de intercorelaţie de relaţia:

$$R_{x,y}^T(\tau) \cong \frac{1}{T}\int_0^T x(t)y(t-\tau)\mathrm{d}t. \qquad (11)$$

Ca şi în cazul mediei statistice, eroarea cu care se face determinarea funcţiei $R^T(\tau)$ în raport cu funcţia $R(\tau)$ este dată de dispersia:

$$D = M\,\{[R^T(\tau) - R(\tau)]^2\}, \qquad (12)$$

în care $R^T(\tau)$ şi $R(\tau)$ sînt atît funcţii de autocorelaţie cît şi funcţii de intercorelaţie.

Se remarcă faptul că în formulele (10) şi (11) argumentul τ apare cu semnul schimbat în raport cu relaţiile de definiţie (6) şi (7).

Acest lucru se impune din considerentul realizabilităţii practice a funcţiilor de corelaţie, deoarece $y(t-\tau)$ reprezintă o întîrziere — uşor de realizat, în timp ce $y(t+\tau)$ reprezintă o anticipare — practic nerealizabilă.

Din punct de vedere teoretic, această schimbare de semn este justificată prin staţionaritatea proceselor aleatorii $X(t)$, $Y(t)$, adică prin aceea că proprietăţile statistice ale proceselor sînt invariante pentru orice schimbare a originii timpului.

2. Automatizarea procesului de determinare a funcţiilor de corelaţie

Staţionaritatea şi ergodicitatea proceselor aleatorii nu simplifică expresiile funcţiilor de corelaţie în aşa măsură încît să permită efectuarea manuală a acestor calcule.

Pentru determinarea relaţiilor (10), respectiv (11), apar ca necesare următoarele operaţii:

a) întîrzierea uneia dintre funcţiile aleatorii cu un interval de timp τ, unde $\tau \in [0, T]$;

b) înmulţirea celor două funcţii aleatorii pentru fiecare valoare a argumentului t;

c) medierea (integrarea) produsului de funcţii rezultat, pe întreg intervalul $[0, T]$.

În funcţie de aceste operaţii pe care trebuie să le efectueze, dispozitivul destinat calculului automat al funcţiilor de corelaţie va avea schema de principiu din figura 1.

În funcţie de poziţia contactului k, dispozitivul permite atît calculul funcţiilor de autocorelaţie cît şi al funcţiilor de intercorelaţie.

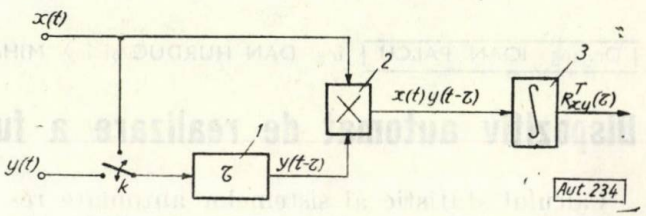


Fig. 1. *1* — blocul de întîrzieri; *2* — blocul multiplicator (de înmulţire); *3* — blocul de integrare (mediere).

Acest dispozitiv, destinat calculului automat al funcţiilor de corelaţie, este cunoscut sub denumirea de corelator.

3. Metoda corelaţiei polare

Pentru calculul statistic al sistemelor automate, o importanţă deosebită o au metodele de calcul al funcţiilor de autocorelaţie şi intercorelaţie care favorizează introducerea tehnicii numerice.

O astfel de metodă o constituie corelaţia polară, aplicabilă unei întregi clase de procese aleatorii.

În cadrul acestei metode se consideră că procesele aleatorii îndeplinesc următoarele condiţii:

(C1) Procesele aleatorii sînt staţionare şi ergodice în sens larg.

(C2) Procesele aleatorii au o repartiţie normală.

(C3) Procesele aleatorii sînt centrate în raport cu media statistică m_x.

Metoda corelaţiei polare se referă la stabilirea unei dependenţe între funcţia de autocorelaţie normată $r_{x,x}(\tau)$, respectiv funcţia de intercorelaţie normată $r_{x,y}(\tau)$, şi probabilitatea că polarităţile procesului aleatoriu faţă de media statistică m_x sînt de acelaşi semn sau de semne contrare.

Notăm cu q probabilitatea că procesul aleatoriu $X(t)$ are polarităţi diferite, în momentele t şi $t+\tau$ (fig. 2, *a*) iar din definiţia funcţiei semn rezultă că procesele aleatorii $X(t)$ şi sign $X(t)$ au polarităţi identice (fig. 2, *b*).

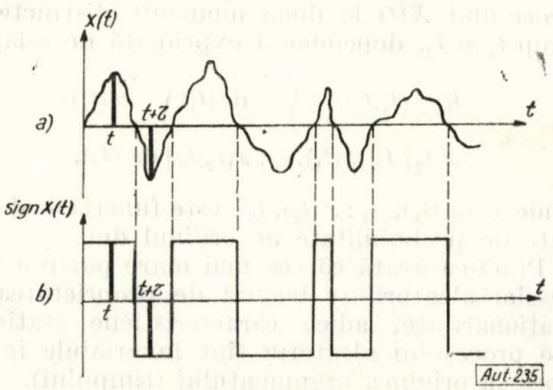


Fig. 2

Echivalenţa proceselor aleatorii $X(t)$ şi sign $X(t)$, din punct de vedere al polarităţilor, permite ca prin mijloace relativ simple să se treacă

de la $X(t)$ la funcţia semn sign $X(t)$, ale cărei schimbări de semn pot fi puse în evidenţă cu mare precizie.

Conţinutul metodei corelaţiei polare rezultă din următoarea:

Teoremă: Dacă procesul aleatoriu $X(t)$, cu funcţia de autocorelaţie $R_{x,x}(\tau)$, îndeplineşte condiţiile (C1), (C2), (C3), atunci este adevărată relaţia:

$$r_{x,x}(\tau) = \frac{R_{x,x}(\tau)}{R_{x,x}(0)} = \cos \pi q^{*}. \qquad (13)$$

Pentru o notare mai corectă, în relaţia (13) se va asocia probabilităţii q o întîrziere τ. Astfel se obţine relaţia finală pentru calculul funcţiei de autocorelaţie normată $r_{x,x}(\tau)$, prin metoda corelaţiei polare:

$$r_{x,x}(\tau) = \cos\ [\pi q(\tau)]. \qquad (14)$$

Cînd se studiază comportarea a două procese aleatorii $X(t)$ şi $Y(t)$, ambele îndeplinind condiţiile (C1), (C2) şi (C3), se poate determina funcţia de intercorelaţie normată:

$$r_{x,y}(\tau) = \cos\ [\pi q(\tau)], \qquad (15)$$

în care $q(\tau)$ este probabilitatea că ordonata realizării procesului aleatoriu $X(t)$ în momentul t şi cea a procesului aleatoriu $Y(t)$ în momentul $(t+\tau)$ au polarităţi diferite.

Relaţiile (13), (14) şi (15) presupun că probabilitatea $q(\tau)$ a fost determinată pe un interval de timp de durată infinită. În cazurile practice în care se operează pe intervale finite de timp, probabilitatea că pe intervalul finit T va exista $T_1 \subset T$, în care variabilele aleatorii $x(t)$ şi $x(t+\tau)$ vor avea polarităţi diferite, este:

$$q^{T}(\tau) = \frac{T_1}{T}. \qquad (16)$$

În acest caz real, relaţia (14) devine:

$$r^{T}_{x,x}(\tau) = \cos\left[\pi \frac{T_1}{T}\right]. \qquad (17)$$

Dependenţa statistică între $r_{x,x}(\tau)$ şi $r^{T}_{x,x}(\tau)$ este dată de relaţia (18):

$$r_{x,x}(\tau) = M\,[r^{T}_{x,x}(\tau)], \qquad (18)$$

adică $r_{x,x}(\tau)$ este media statistică a funcţiei $r^{T}_{x,x}(\tau)$. Din conţinutul corelaţiei polare rezultă că în cadrul acestei metode nu se operează cu funcţiile aleatorii $x(t)$ şi $y(t)$ ci cu funcţiile semn ale acestora, sign $x(t)$ şi respectiv sign $y(t)$.

Se cunosc două tipuri de astfel de funcţii:

a) *Funcţii de corelaţie de tip releu.* Dacă $x(t)$ şi $y(t)$ sînt realizările, pe un interval finit T, ale proceselor aleatorii, staţionare şi ergodice $X(t)$ respectiv $Y(t)$, iar τ este diferenţa a două momente, atunci:

$$R^{*T}_{x,x}(\tau) = \frac{1}{T}\int_0^T x(t)\ \text{sign}\ x(t-\tau)\mathrm{d}t \qquad (19)$$

este funcţia de autocorelaţie de tip releu a procesului aleatoriu $X(t)$, iar:

$$R^{*T}_{x,y}(\tau) = \frac{1}{T}\int_0^T x(t)\ \text{sign}\ y(t-\tau)\mathrm{d}t \qquad (20)$$

este funcţia de intercorelaţie a proceselor aleatorii $X(t)$ şi $Y(t)$.

Pentru procesele aleatorii normale, legătura dintre funcţiile de corelaţie obişnuite şi cele de tip releu este relativ simplă. Dacă procesele $X(t)$ şi $Y(t)$ au o distribuţie normală, atunci:

$$R^{*}_{x,y}(\tau) = \sqrt{\frac{2}{\pi}}\, r_{x,y}(\tau)\ \sigma_x. \qquad (21)$$

Dar cum:

$$m_x = \sqrt{\frac{2}{\pi}}\ \sigma_x, \qquad (22)$$

unde σ_x este densitatea spectrală normalizată, iar:

$$r^{*}_{x,y}(\tau) = \frac{R^{*}_{x,y}(\tau)}{m_x}, \qquad (23)$$

rezultă că:

$$r^{*}_{x,y}(\tau = r_{x,y}(\tau). \qquad (24)$$

În mod analog, se arată că pentru funcţia de autocorelaţie există relaţia de dependenţă:

$$r^{*}_{x,x}(\tau) = r_{x,x}(\tau). \qquad (25)$$

Astfel, pentru procese aleatorii normale, funcţia de corelaţie normată de tip releu şi funcţia normată obişnuită sînt identice.

b) Funcţii de corelaţie de tip dublu releu. Spre deosebire de funcţiile de corelaţie de tip releu, funcţiile de corelaţie de tip dublu releu operează cu funcţiile semn ale ambelor variabile aleatorii, simultan. În aceleaşi condiţii impuse proceselor aleatorii $X(t)$ şi $Y(t)$, ca la funcţiile de corelaţie de tip releu, se definesc:

— funcţia de autocorelaţie de tip dublu releu:

$$R^{**T}_{x,x}(\tau) = \frac{1}{T}\int_0^T [\text{sign}x(t)]\cdot[\text{sign}x(t-\tau)]\,\mathrm{d}t; \qquad (26)$$

— funcţia de intercorelaţie de tip dublu releu:

$$R^{**T}_{xy}(\tau) = \frac{1}{T}\int_0^T [\text{sign}\,x(t)]\,[\text{sign}\,y(t-\tau)]\,\mathrm{d}t. \qquad (27)$$

Dacă notăm cu p probabilitatea că procesul $X(t)$ are aceleaşi polarităţi la momentele t şi $t+\tau$, se poate arăta că:

$$p = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\,\text{arc tg}\,\frac{r_{x,x}(\tau)}{\sqrt{1-r^2_{x,x}(\tau)}}, \qquad (28)$$

* Tratarea detaliată a acestor chestiuni a fost făcută de dr. ing. *Ioan Palcu* în teza sa de doctorat intitulată „Contribuţii la teoria corelaţiei, cu aplicaţii în automatică".

de unde rezultă că :

$$R^{**}_{x,x}(\tau) = \frac{2}{\pi} \operatorname{arc\,tg} \frac{r_{x,x}(\tau)}{\sqrt{1-r^2_{x,x}(\tau)}}; \qquad (29)$$

dar cum :

$$\operatorname{arc\,tg} \frac{r_{x,x}(\tau)}{\sqrt{1-r^2_{x,x}(\tau)}} = \operatorname{arc\,sin} r_{x,x}(\tau) \qquad (30)$$

şi :

$$r_{x,x}(\tau) = \frac{R_{x,x}(\tau)}{R_{x,x}(0)}, \qquad (31)$$

relaţia (29) devine :

$$R^{**}_{x,x}(\tau) = \frac{2}{\pi} \operatorname{arc\,sin} \frac{R_{x,x}(\tau)}{R_{x,x}(0)}. \qquad (32)$$

Din relaţia (32) se poate exprima $R_{x,x}(\tau)$:

$$R_{x,x}(\tau) = R_{x,x}(0) \sin\left[\frac{\pi}{2} R^{**}_{x,x}(\tau)\right]. \qquad (33)$$

Relaţiile obţinute pot fi extinse şi pentru funcţiile de intercorelaţie a două procese aleatorii $X(t)$, $Y(t)$, staţionare, ergodice şi cu repartiţie normală. În acest caz :

$$R^{**}_{x,y}(\tau) = \frac{2}{\pi} \operatorname{arc\,sin} \frac{R_{x,y}(\tau)}{\sqrt{R_{x,x}(0) \cdot R_{y,y}(0)}} \qquad (34)$$

$$R_{x,y}(\tau) = \sqrt{R_{x,x}(0) \cdot R_{y,y}(0)} \sin\left[\frac{\pi}{2} R^{**}_{xy}(\tau)\right]. \qquad (35)$$

Reprezentarea grafică a procesului de determinare a funcţiilor de corelaţie de tip dublu releu permite evidenţierea unor aspecte deosebit de interesante.

În figura 3, *a* şi *c* sînt reprezentate realizările $x(t)$ şi $y(t)$ a două procese aleatorii $X(t)$ şi $Y(t)$, staţionare, ergodice şi cu repartiţia normală.

După obţinerea celor două funcţii semn sign $x(t)$ şi sign y (t) reprezentate în figura 3, *b* şi *d*, cel de al doilea semnal se întîrzie cu τ (fig. 3, *e*).

Deoarece amplitudinile celor două semnale sign $x(t)$ şi sign $y(t)$ sînt ± 1, operaţia de înmulţire a celor două mărimi nu este decît o operaţie de înmulţire a semnelor lor.

Semnalul rezultat în urma acestei înmulţiri, care este de fapt o operaţie logică de forma $(+1) \cdot (+1) = +1$, $(-1) \cdot (-1) = +1$, este reprezentat în figura 3, *f*.

Pentru a distinge impulsurile de polaritate pozitivă, rezultatele din operaţia $(-1) \cdot (-1) = +1$ au fost haşurate.

Integrarea semnalului $[\text{sign}\, x(t)] \cdot [\text{sign}\, y(t-\tau)]$ se poate realiza în două moduri :

a) Se determină separat durata tuturor impulsurilor pozitive din intervalul T şi se înmulţeşte cu $+1$, rezultînd T^+, şi separat a celor negative, rezultînd T_r^-, după care se face operaţia :

$$T_r = T^+ - T^-, \qquad (36)$$

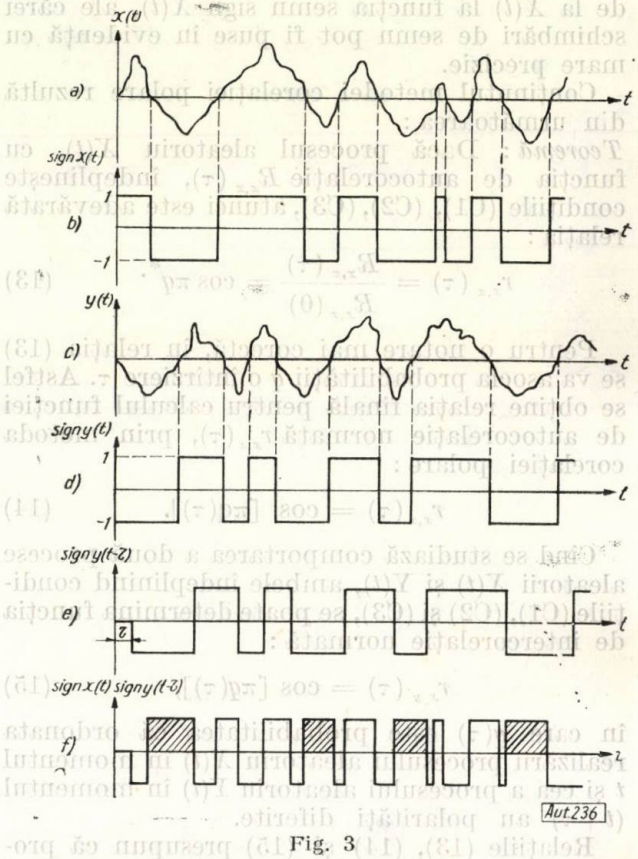


Fig. 3

b) Operaţia indicată de relaţia (36) se efectuează într-un singur dispozitiv, pe măsură ce impulsurile pozitive şi negative se introduc la intrarea acestuia, rezultînd direct T_r.

După efectuarea operaţiei de mediere, pe perioada T, din relaţiile (27) şi (36) rezultă :

$$R^{**}_{x,y}(\tau) = \frac{T^+ - T^-}{T}, \qquad (37)$$

unde $T = T^+ + T^-$.

Din reprezentarea grafică, ilustrată în figura 3, rezultă simplitatea cu care se realizează operaţia de integrare.

Urmînd metodica stabilită la punctul a), prin eşantionarea semnalului $[\text{sign}\, x(t)] \cdot [\text{sign}\, y(t-\tau)]$ se poate realiza numărarea impulsurilor elementare pozitive şi negative, cu ajutorul a două numărătoare, cu care se determină T^+ şi T^-.

Mai simplu se realizează operaţia indicată la punctul b), cu ajutorul unui numărător reversibil, rezultînd direct T_r.

Din relaţiile (32), (33), (34) şi (35) rezultă cîteva concluzii importante :

I. Maximul funcţiilor de corelaţie de tip dublu releu $R^{**}_{x,x}(\tau)$ coincide cu maximul funcţiilor de corelaţie obişnuite $R_{x,x}(\tau)$. Această proprietate oferă posibilitatea ca în măsurările corelative, în care trebuie determinată poziţia maximului funcţiei de corelaţie, să poată fi utilizate func-

ţiile de corelaţie de tip dublu releu, pentru a căror determinare se folosesc corelatoare mult mai simple.

II. Datorită obţinerii relativ simple a funcţiilor de corelaţie de tip dublu releu, există posibilitatea ca prin intermediul relaţiilor (33) şi (35) să se treacă la funcţiile de corelaţie obişnuite.

III. Relaţiile (32) şi (34) permit determinarea erorii de măsură, astfel ca prin gradare corespunzătoare să se obţină direct $R_{x,x}(\tau)$.

4. Corelator electronic polar

Pentru determinarea automată a funcţiilor de corelaţie de tip dublu releu a fost realizat un dispozitiv electronic al cărui principiu de funcţionare se bazează pe metodica descrisă în paragraful precedent.

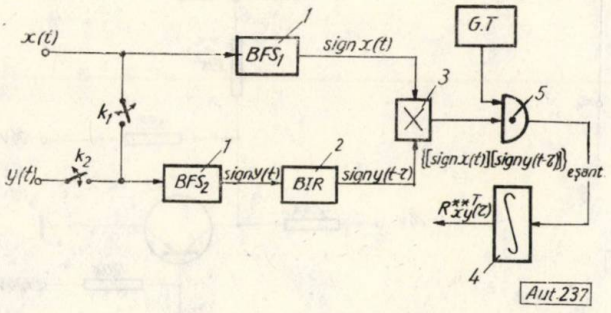


Fig. 4. *1* — blocuri de realizare a funcţiei semn; *2* — blocul întîrzierilor reglabile; *3* — bloc multiplicator (înmulţitor); *4* — bloc de integrare (mediere); *5* — circuit logic ŞI (folosit ca element de eşantionare).

Schema de principiu a corelatorului este prezentată în figura 4.

Prin închiderea corespunzătoare a contactelor k_1 şi k_2 este posibilă determinarea funcţiilor de autocorelaţie şi intercorelaţie de tip dublu releu.

Cu toate că în primă instanţă schema de principiu adoptată pare mai complicată decît a unui corelator obişnuit prin adăugarea blocurilor BFS_1 şi BFS_2, precum şi a circuitului logic ŞI, în realitate prezenţa acestor blocuri simplifică considerabil construcţia celorlalte blocuri, în special a blocului multiplicator şi a celui integrator.

Corelatorul a fost realizat integral, pe baza sistemului UNILOG, cu piese produse în ţara noastră.

5. Descrierea blocurilor funcţionale

a) *Blocul funcţiei semn- BFS_1, BFS_2*

Din punct de vedere electronic, aceste blocuri reprezintă două circuite Schmitt, utilizate ca formatoare de impulsuri dreptunghiulare, avantajul acestor circuite constînd într-o comutaţie rapidă.

b) *Blocul întîrzierilor reglabile-BIR*

În funcţionarea corelatorului, rolul acestui bloc este de a realiza întîrzieri cu τ ale semnalului [sign $x(t)$] sau [sign $y(t)$].

Blocul întîrzierilor reglabile a fost conceput şi realizat sub forma unui registru de deplasare alcătuit din 32 de circuite bistabile, asigurînd astfel determinarea funcţiilor de corelaţie pentru 32 de valori distincte ale argumentului τ.

Pentru a bascula toate cele 32 de bistabile, generatorul de tact al registrului de deplasare a fost conceput astfel încît să basculeze separat fiecare grup de 8 bistabile. Din această cauză, după fiecare grup de 8 circuite bistabile a fost prevăzut un formator de impulsuri şi un repetor pe emitor.

Registrul de deplasare are o funcţionare stabilă în gama de frecvenţă de 0,1 Hz — 10 kHz. În afara acestui domeniu au fost observate fenomene de pierdere totală sau parţială a informaţiei înscrise.

Menţionăm că registrul de deplasare a fost experimentat şi ca distribuitor în circuit închis, fiind vehiculate pe rînd unitatea (1) sau diferite numere, ceea ce oferă posibilitatea utilizării lui şi în instalaţii de telemecanică.

c) *Blocul multiplicator — X*

Simplificările constructive datorite metodei corelaţiei polare pot fi remarcate în primul rînd la acest bloc multiplicator.

Deoarece înmulţirea a două semnale de forma sign $x(t)$, sign $y(t)$ se rezumă la operaţia logică de forma $(+1)\cdot(+1) = (+1)$ şi $(-1)\cdot(-1) = (+1)$, blocul multiplicator a fost realizat după schema prezentată în figura 5.

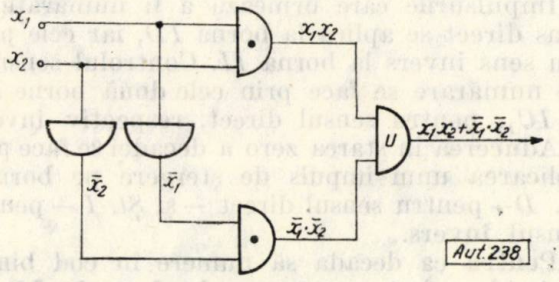


Fig. 5

d) *Blocul integrator — ∫*

Deoarece, aşa după cum s-a arătat, integrarea produsului [sign $x(t)$][sign $y(t-\tau)$] revine la realizarea automată a relaţiei (36), am optat pentru cea de a doua variantă adică pentru efectuarea operaţiilor de către un singur dispozitiv, numărătorul reversibil.

Astfel, a fost proiectat şi realizat un numărător binar zecimal reversibil — NBZR — cu patru decade de numărare.

Pentru a putea efectua operaţia de integrare se impune eşantionarea prealabilă a semnalului $[\text{sign}\, x(t)] \cdot [\text{sign}\, y(t-\tau)]$.

Aceasta se realizează relativ simplu folosind un circuit logic ŞI care primeşte la una din intrări semnalul de eşantionat iar la cealaltă intrare semnalul de la un generator de tact *GT* (fig. 4.)

Elemente componente. Decada binar zecimală de numărare a fost realizată cu elemente NICI, conform schemei din figura 6.

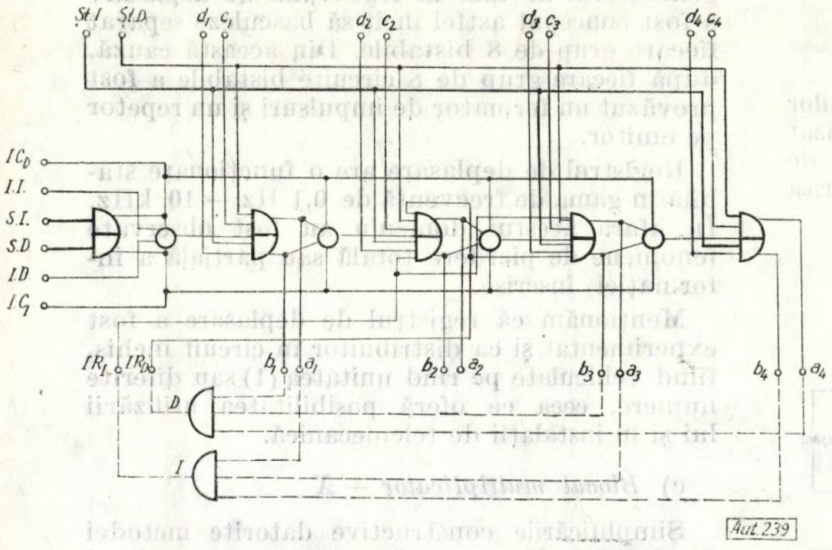


Fig. 6

Comanda manuală a sensului de numărare se face prin aplicarea potenţialului negativ de —24 V pe borna *SD* pentru sensul de numărare direct şi pe borna *SI* pentru sensul de numărare invers.

Impulsurile care urmează a fi numărate în sens direct se aplică la borna *ID*, iar cele pentru sens invers la borna *II*. Controlul sensului de numărare se face prin cele două borne IC_D şi IC_I, pentru sensul direct, respectiv invers.

Aducerea în starea zero a decadei se face prin aplicarea unui impuls de ştergere pe bornele *St. D* — pentru sensul direct — şi *St. I* — pentru sensul invers.

Pentru ca decada să numere în cod binar-zecimal a fost necesar ca la bornele IR_D şi IR_I să fie aplicate semnalele de reacţie de la două elemente NICI, conectate ca în figura 6.

Bornele a_1, a_2, a_3, a_4 şi b_1, b_2, b_3, b_4 reprezintă ieşiri suplimentare pentru fiecare circuit bistabil corespunzătoare celor două sensuri de numărare, iar bornele c_1, c_2, c_3, c_4 şi d_1, d_2, d_3, d_4 reprezintă intrările de preînscriere corespunzătoare.

Blocul de comandă a sensului de numărare. Pentru integrarea semnalelor de tipul sign $x(t)$ a fost prevăzut un bloc de comandă care, în funcţie de polaritatea acestui semnal, comandă o succesiune de impulsuri de frecvenţă, cunoscută la intrarea de numărare în sens direct (*ID*) sau în sens invers (*II*). În acelaşi timp, blocul asigură aplicarea potenţialului de —24 V la una din bornele *SD* (pentru sens direct) sau *SI* (pentru sens invers).

Decodificatorul este realizat cu transistoare, după o schemă electronică care nu prezintă particularităţi.

Numărul decodificatoarelor realizate este, bineînţeles, egal cu numărul decadelor de numărare (patru).

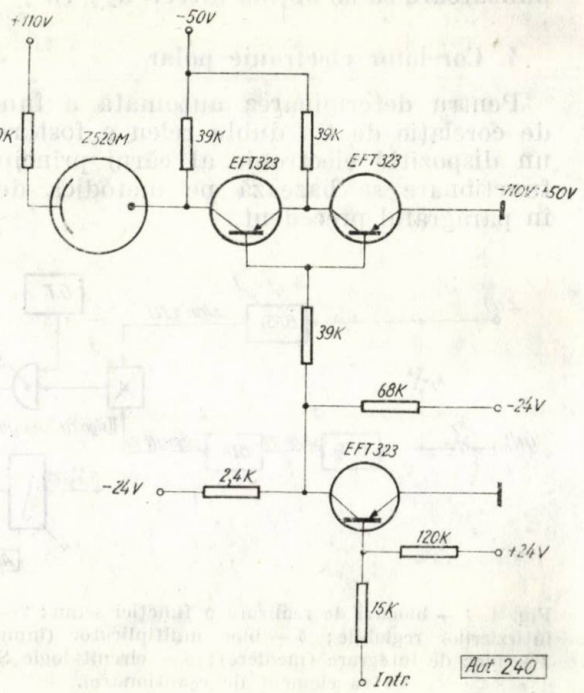


Fig. 7

Sistemul de afişare. Afişarea rezultatelor a fost realizată cu tuburi NIXIE, comandate cu circuitul cu transistoare din figura 7, deşi în mod obişnuit în asemenea scopuri sînt utilizate tuburi electronice.

Existenţa celor patru decade de numărare îi conferă numărătorului binal zecimal—reversibil posibilităţi de numărare, în ambele sensuri, dela 0—9999 impulsuri.

Gama de frecvenţă în care numărătorul realizat prezintă o funcţionare stabilă este de 0,1 Hz —50 kHz.

Concluzii

Aceste blocuri, conectate ca în figura 4, alcătuiesc corelatorul electronic polar, destinat determinării funcţiilor de corelaţie de tip dublu releu. Blocul întîrzierilor reglabile (BIR) oferă posibilitatea obţinerii diferitelor întîrzieri necesare în raport cu semnalul iniţial.

Durata menţinerii semnalului în *BIR* depinde de frecvenţa impulsurilor de tact f_t, care vehiculează informaţia în interiorul registru-

lui. Întrucît fiecare element al BIR introduce o întîrziere de:

$$\tau_e = \frac{1}{f_t}, \tag{38}$$

rezultă că gama de întîrzieri posibile este dată de relaţia:

$$\tau_i = (i-1)\frac{1}{f_t} \text{ cu } i = 1 \ldots 32. \tag{39}$$

În tabela 1 au fost determinate erorile de metodă pentru cîteva valori ale lui $r_{x,x}(\tau)$. Pe baza acestor date a fost trasat graficul din figura 8.

Corelatorul realizat este un dispozitiv numeric şi deci are avantajele comune acestora, dintre care cel mai important este eroarea redusă.

O atenţie deosebită în acest sens trebuie acordată alegerii frecvenţei de tact.

Tabela 1

$r_{x,x}(\tau)$	0,0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0 9	1,0
$R^{**}_{x,x}(\tau)$	0	0,06376	0,12818	0,19397	0,26198	0,33333	0,40966	0,49363	0,59033	0,71296	0
$r_{x,x}(\tau) - R^{**}_{x,x}(\tau)$	0	0,03624	0,07182	0,10603	0,13802	0,16667	0,19034	0,20637	0,20967	0,18704	0
$\frac{r_{x,x}(\tau) - R^{**}_{x,x}(\tau)}{r_{x,x}(\tau)} \cdot 100\,\%$	0	36,240	35,910	35,343	34,505	33,334	31,723	29,481	26,208	20,784	0

Deci valorile întîrzierilor τ ale semnalului [sign $y(t-\tau)$] sînt date atît de numărul de elemente ale *BIR*, utilizate, cît şi de frecvenţa

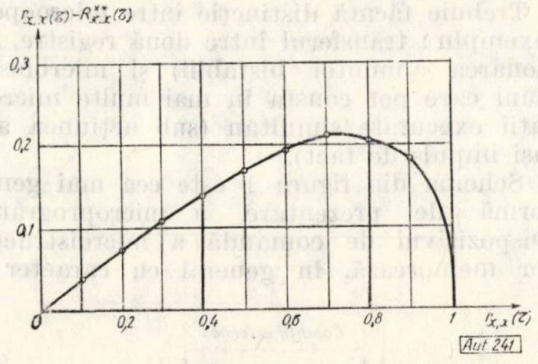


Fig. 8

impulsurilor de tact f_t. Variind deci numărul de circuite bistabile utilizate şi frecvenţa impulsurilor de tact, putem stabili întîrzierile dorite.

În condiţii de laborator, dispozitivul realizat a fost experimentat, confirmînd rezultatele obţinute pe cale teoretică.

Aşa cum am mai amintit, relaţiile (32) şi (34) permit determinarea erorilor de metodă.

Corelatorul electronic polar poate fi utilizat atît pentru studiul sistemelor automate (analiza statistică, sinteza statistică şi mai ales identificarea statistică), cît şi pentru măsurarea unor parametri neelectrici (viteza, spaţiul, timpul etc.).

BIBLIOGRAFIE

[1] Ball, G. A. *Aparaturnîi korrelaţionîi analiz sluciainîh proţesov.* Moscova, Energhia, 1968.
[2] Doob, J. L. *Stochastic processes.* New York, J. Wiley, 1970,
[3] Ionescu, G., Tertişco., M. *Generatoare de semnale aleatorii şi pseudoaleatorii.* În: Automatica şi Electronica, nr. 3, 1968.
[4] Korn, G. A. *Simularea şi măsurarea proceselor aleatoare.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1969.
[5] Laning, J. H. *Random processes in automatic control.* New York, McGraw-Hill, 1956.
[6] Murphy, G. *Basic automatic control theory.* Van Nostrand, 1966.
[7] Palcu, I. *Contribuţii la teoria corelaţiei cu aplicaţii în automatică.* Teză de doctorat, 1970.
[8] Papoulis, A. *Probability random variables and stochastic processes.* New York, McGraw-Hill, 1965.
[9] Solodovnicov, V. V.: *Dynamique statistique des systèmes linéaires de commande automatique.* Paris, Dunod, 1965.
[10] Ventzel, E. C. *Teoria veroiatnostei.* Moscova, Nauka, 1969.

Ing. PETRE F. CERGAN

Utilizarea memoriilor ROS pentru comanda calculatoarelor numerice

Într-un calculator numeric programul pentru rezolvarea unei probleme determinate se introduce în memorie sub formă de instrucţiuni care sînt executate într-un anumit mod. La rîndul ei fiecare instrucţiune se execută după un microprogram funcţie de algoritmul de rezolvare al instrucţiunii, de natura operanzilor sau a altor date necesare pentru execuţie.

Se poate spune că problema comenzii într-un calculator numeric reprezintă modul de realizare, din punct de vedere fizic şi logic, al instrucţiunilor.

Din punct de vedere al hardware-ului există două moduri distincte pentru realizarea circuitelor de comandă.

Primul mod presupune realizarea schemelor de comandă cu circuite logice secvenţiale care elaborează în timp semnalele de comandă necesare pentru fiecare instrucţiune. Microprogramele se realizează sub comanda acestor semnale. Aceasta presupune circuite pentru fiecare instrucţiune, complexitatea lor depinzînd de tipul instrucţiunii.

Al doilea mod de realizare a circuitelor de comandă presupune existenţa unor memorii fixe de tip ROS (read-only store), care înmagazinează microprogramele pentru efectuarea instrucţiunilor.

Memoriile ROS sînt dispozitive care menţin o relaţie funcţională între intrări şi ieşiri adică memorează permanent anumite informaţii, acestea putînd fi numai citite. Modificarea informaţiei conţinute se face numai pe cale fizică, prin modificări de circuite.

Unele aspecte ale acestui mod de realizare a circuitelor de comandă vor fi prezentate şi analizate în cele ce urmează. Din această analiză se va vedea că microprogramarea constă în aplicarea, la nivelul executării instrucţiunii, a conceptelor ce stau la baza programării calculatoarelor numerice.

Utilizarea microprogramării ca metodă de proiectare a dispozitivelor de comandă pentru calculatoare apare tot mai necesară o dată cu creşterea numerică a setului de instrucţiuni şi a complexităţii acestuia.

1. Conceptul lui Wilkes de microprogramare şi dezvoltarea sa

Există o mare asemănare între modul în care calculatorul execută un program prin rezolvarea succesivă a instrucţiunilor sale şi modul în care se execută o instrucţiune prin efectuarea succesivă a microoperaţiilor necesare codificate în microinstrucţiuni.

Bazat pe această observaţie, Wilkes, în articolul [2], publicat în 1953, a propus „să se comande succesiunea de microinstrucţiuni care codifică microoperaţiile ce trebuie executate, în acelaşi fel în care se comandă execuţia unui program de calcul printr-o succesiune de instrucţiuni".

Sistemul de microprogramare propus de Wilkes presupune că fiecare instrucţiune este descompusă într-un număr de microinstrucţiuni, fiecare înmagazinată într-un cuvînt din memoria ROS. Secvenţa de microinstrucţiuni necesare pentru executarea unei instrucţiuni formează deci un microprogram.

Microoperaţia este o comandă elementară pentru care în cuvîntul ROS este definit un cod într-un cîmp dat.

O microinstrucţiune este o reuniune de microoperaţii codificate în diferite cîmpuri într-un singur cuvînt ROS şi care controlează un singur ciclu al calculatorului. Deci informaţia conţinută într-un cuvînt ROS este grupată pe cîmpuri, fiecare cîmp avînd un rol bine stabilit în calculator.

Trebuie făcută distincţie între microoperaţii (exemplu : transferul între două registre, poziţionarea anumitor bistabili) şi microinstrucţiuni care pot consta în mai multe microoperaţii executate simultan (sub acţiunea aceluiaşi impuls de tact).

Schema din figura 1 este cea mai generală formă de prezentare a microprogramării. Dispozitivul de comandă a microistrucţiunilor memorează, în general cu caracter permanent la diverse adrese, microistrucţiunile. Acestea conţin, pe lîngă toate comenzile microoperaţiilor ce trebuie îndeplinite în ciclul respectiv, şi informaţii pentru găsirea următorului cuvînt ROS. Condiţiile externe sînt stările unor bistabili din interiorul calculatorului, iar citirea fiecărei microinstrucţiuni se face sub comanda impulsului de tact „p".

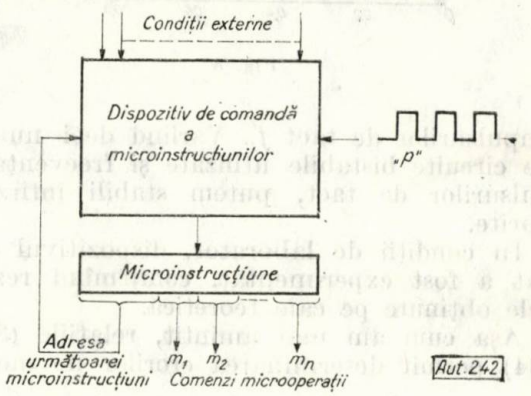


Fig. 1

Conceptul de microprogramare de la enunţarea sa de către Wilkes a suferit diverse transformări, putînd fi întîlnite sub diferite aspecte.

Există mai multe variante de microprogramare dependente de mărimea calculatorului, viteza lui, tipul memoriei ROS folosite. Comună pentru toate tipurile de calculatoare microprogramate este înmagazinarea tuturor semnalelor de comandă sub formă de microprogramare într-un anumit tip de memorie ROS.

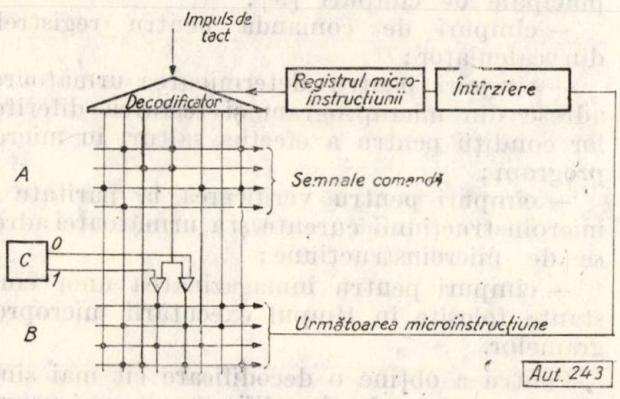


Fig. 2

Figura 2 prezintă prima variantă a schemei lui Wilkes implementată sub diferite forme la calculatoare mici. Numărul de ieşiri din decodificator corespunde numărului de microinstrucţiuni, iar numărul de diode pe fiecare bară de microinstrucţiune din matricea A ar corespunde numărului de microoperaţii efectuat la acelaşi impuls de tact.

Funcţie de conţinutul registrului de microinstrucţiuni, este selectată o ieşire a decodificatorului corespunzătoare microinstrucţiunii respective. Această ieşire în punctele de intersecţie din matricea A formează semnele de comandă pentru microoperaţiile corespunzătoare, iar în punctele de intersecţie din matricea B formează adresa următoarei microinstrucţiuni.

În cazul în care următoarea microinstrucţiune este condiţionată, alegerea sa face între mai multe posibilităţi funcţie de condiţia C. Rolul întîrzierii este de a nu permite modificarea registrului de microinstrucţiuni înainte de efectuarea microoperaţiilor comandate.

La calculatoarele mici, cu un număr redus de instrucţiuni cablate (maximum 40), dispozitivul de comandă microprogramat poate folosi o memorie ROS de tipul unei matrice cu diode [7] (calculatorul SD—2), matrice cu ferite [5] (calculatorul CEP) sau matrice cu fototransistoare [11] (calculatorul KT — Japonia).

Prin construcţia matricei se înmagazinează diferite comenzi, acestea putînd fi uneori modificate sau schimbate.

Pentru calculatoarele mari cu un cod de instrucţiuni extins, dispozitivul de comandă trebuie să folosească o memorie ROS de capacitate mare (peste 2k cuvinte).

Astfel de memorii fixe au fost realizate cu miezuri magnetice (pentru seria ICL—1900), memorii cu cuplaj inductiv TROS (pentru IBM 360/40) sau memorii cu cuplaj capacitiv CROS şi BCROS (pentru IBM 360/30 şi IBM 360/50). IBM este firma care a dezvoltat şi aplicat cel mai mult conceptul de microprogramare la modelele 20, 30, 40, 50, 65, 85 ale seriei 360.

Schema generală a sistemului de comandă cu microprogramare folosită la sistemul IBM—360 este prezentată în figura 3 [8].

Un cuvînt din memoria ROS conţine, pe lîngă toate comenzile microoperaţiilor care trebuie să fie îndeplinite în ciclul respectiv, şi informaţii pentru găsirea următorului cuvînt ROS. Adresa următoarei microinstrucţiuni este în aşa fel determinată încît sînt posibile salturile în microprogram, funcţie de anumite condiţii interne din calculator. Informaţia conţinută într-un cuvînt ROS este grupată pe cîmpuri şi, prin decodificarea fiecărui cîmp (circuitele D_0—D_5), se obţin semnalele de comandă propriu-zise, care sînt trimise în diferite părţi ale calculatorului, funcţie de operaţiile ce trebuie îndeplinite. Anumite comenzi este necesar să fie menţinute o perioadă mai mare de timp, aceasta realizîndu-se cu circuite

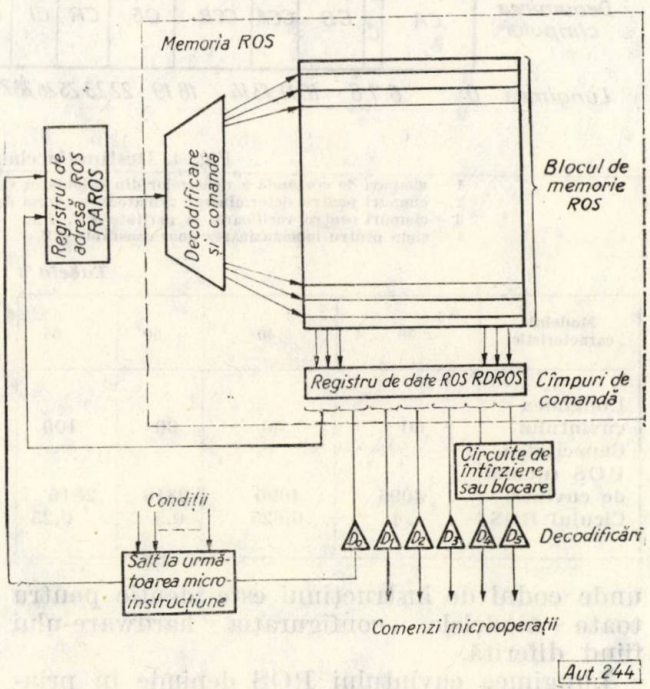


Fig. 3

de blocare (fig. 3). Microprogramele sînt înmagazinate în ROS, de unde microinstrucţiunile sînt citite succesiv în registrul de date ROS (RDROS) şi sînt executate.

Adresa următoarei microinstrucţiuni, depinzînd de microinstrucţiunea curentă şi de condiţiile din calculator, este transferată în

registrul de adresă al ROS (RAROS). Procesul este ciclic. Din figura 3 se poate observa că elementul principal în schemă este memoria ROS şi se pune problema dimensiunilor acestei memorii şi a modului de folosire.

2. Utilizarea memoriilor ROS în dispozitivele de comandă

Problemele care se prezintă sînt legate de:
— lungimea microinstrucţiunii (cuvîntul din memoria ROS);
— numărul de cuvinte din memoria ROS;
— organizarea şi funcţiile cîmpurilor din cuvîntul ROS.

O structură complexă cu un hardware dezvoltat, avînd lungimea registrelor egală cu lungimea cuvîntului, necesită un cuvînt ROS mare, însă numărul de cuvinte în memoria ROS este mai mic. O structură mai puţin complexă avînd lungimea registrelor mai mică decît lungimea cuvîntului de prelucrat necesită un cuvînt ROS mai mic, numărul de cuvinte în memoria ROS fiind mai mare pentru realizarea aceloraşi instrucţiuni. Aceasta se poate observa în cazul seriei IBM 360 [14], pe care dispozitivul microprogramat trebuie să o comande şi de codul de instrucţiuni. Un cîmp de lungime mică codifică relativ puţine microcomenzi, însă are avantajul că poate fi decodificat cu circuite puţine într-un timp scurt. Modul de organizare al microinstrucţiunii, exploatarea posibilităţilor fiecărui cîmp depind de structura calculatorului şi de experienţa celui care proiectează memoria ROS. În general sînt necesare următoarele categorii pincipale de cîmpuri [9]:
— cîmpuri de comandă pentru registrele din calculator;
— cîmpuri pentru determinarea următoarei adrese din microprogram şi testarea diferitelor condiţii pentru a efectua salturi în microprogram;
— cîmpuri pentru verificarea la paritate a microinstrucţiunii curente şi a următoarei adrese de microinstrucţiune;
— cîmpuri pentru înmagazinarea unor constante folosite în timpul executării microprogramelor.

Pentru a obţine o decodificare cît mai simplă şi un timp de decodificare cît mai scurt,

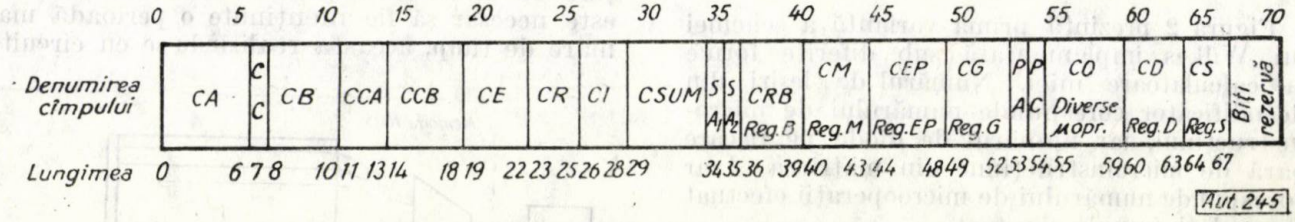


Fig. 4. Destinaţia cîmpurilor din cuvîntul ROS:
1 – cîmpuri de comandă a registrelor din calculator *CR, CI, CSUM, SA, SA CRB, CM, CEP, CG, CO, CD, CS.*
2 – cîmpuri pentru determinarea următoarei adrese de microprogram *CA CC, CB, CCA, CCB.*
3 – cîmpuri pentru verificarea la paritate *PC, PA.*
4 – cîmp pentru înmagazinarea unor constante *CE.*

Tabela 1

Modelul caracteristic	30	40	50	65
Lungimea cuvîntului	60	56	90	100
Capacitatea ROS (număr de cuvinte)	4096	4096	2816	2816
Ciclul ROS	1	0,625	0,5	0,25

unde codul de instrucţiuni este identic pentru toate modelele, configuraţia hardware-ului fiind diferită.

Lungimea cuvîntului ROS depinde în principal de următorii factori:
— numărul de microoperaţii distincte;
— repartizarea microoperaţiilor pe registre;
— posibilitatea realizării unei decodificări cît mai simple şi obţinerea unor timpi de decodificare cît mai mici.

Organizarea cîmpurilor în microinstrucţiune se face în funcţie de configuraţia hardware

numărul de biţi dintr-un cîmp nu trebuie să fie mai mare de 5. În general, într-un cîmp sînt grupate toate microoperaţiile aferente unui registru. În figura 4 se prezintă împărţirea pe cîmpuri de comandă a cuvîntului ROS în cazul unei variante de dispozitiv de comandă microprogramat. În figură este notată şi destinaţia cîmpurilor de comandă. Se ştie că execuţia fiecărei instrucţiuni se realizează prin execuţia unui microprogram.

Timpul de execuţie pentru fiecare instrucţiune va fi:

$T_e = n \times T_c$, unde: n — număr de microinstrucţiuni;
T_c — ciclul memoriei ROS.

În timpul unui ciclu al memoriei ROS se execută;
— selectarea şi citirea microinstrucţiunii;
— decodificarea informaţiei conţinută în microinstrucţiune şi obţinerea semnalelor de comandă;
— executarea propriu-zisă a microoperaţiilor

Deci, se poate scrie:

$$T_c = T_a + T_d + T_e,$$

unde:

T_a — timpul de acces al memoriei ROS (selectarea şi citirea microinstrucţiunii);

T_d — timpul de decodificare al microoperaţiilor;

T_e — timpul de execuţie al microoperaţiilor.

T_a depinde de tipul memoriei ROS, T_d depinde de numărul nivelelor logice necesare pentru a decodifica cîmpurile de comandă, iar T_e depinde de microoperaţiile care se execută şi de circuitele folosite.

Din punct de vedere al ROS pentru ca ciclul să fie cît mai mic T_a trebuie să fie cît mai scurt. Pentru a utiliza cît mai raţional ciclul unei memorii ROS, T_d trebuie să fie cît mai mic şi din acest motiv numărul nivelelor logice de decodificare trebuie să fie minim.

T_e în cazuri speciale poate fi mai mare decît un ciclu, semnalele fiind menţinute cu ajutorul circuitelor de blocare şi pe durata ciclului următor.

În memoria ROS, folosită pentru dispozitivul de comandă microprogramat, sînt înmagazinate permanent toate microprogramele pentru comanda calculatorului, care sînt astfel concepute încît alcătuiesc un microsistem operativ.

Sînt necesare microprograme pentru verificarea funcţională a majorităţii circuitelor din unitatea centrală, pentru trecerea în memoria locală a conţinutului tuturor registrelor din UC în cazul întreruperilor, pentru iniţializarea instrucţiunilor şi calculul adresei operandului, pentru execuţia propriu-zisă a fiecărei instrucţiuni cablate şi, în general, pentru toate celelalte funcţiuni necesare. Saltul de la o adresă la alta sau de la un microprogram în altul se poate realiza datorită modului în care se determină adresa următoare din microprogram. Execuţia fiecărei instrucţiuni comportă parcurgerea microprogramului care execută citirea din memorie a instrucţiunii de executat, decodifică codul de operaţie, calculează adresa operandului. În funcţie de codul de operaţie, se sare la microprogramul de execuţie propriu-zisă care este conform algoritmului de realizare a instrucţiunii respective. Înainte de a trece la instrucţiunea următoare se execută un microprogram de testare a întreruperilor posibile care pot apărea în microprogram şi a stării acestor întreruperi. Microprogramele înmagazinate în memoria ROS sînt concepute de microprogramatorii care trebuie să cunoască foarte bine hardware-ul calculatorului şi să aibă experienţă în programare. Experienţa în programare este o condiţie esenţială pentru realizarea de microprograme optime din punct de vedere al funcţionării şi al reducerii numărului de microinstrucţiuni.

3. Probleme tehnologice

În principiu memoria ROS poate fi considerată ca o matrice cu dimensiunile $N \times M$. În mod normal numai una din cele N intrări poate fi activată, aceasta putînd acţiona una sau mai multe din cele M linii de ieşire, funcţie de informaţia memorată. Prezenţa sau absenţa elementului de cuplare la intersecţiile dintre liniile de intrare şi ieşire determină conţinutul memoriei ROS. Tipul elementului de cuplare determină tipul memoriei ROS [13]. Există mai multe tipuri de memorii ROS, cele mai folosite fiind cele cu diode discrete. Acestea pot fi construite la capacităţi de 10^2—10^4 biţi, avînd ciclul memoriei cuprins între 0,25 —1μs. Sînt sigure în funcţionare, au o construcţie robustă, posibilităţile de modificare a conţinutuui care determină flexibilitatea sînt destul de bune. Circuitele de comandă sînt foarte simple, tehnologia de fabricaţie fiind relativ simplă. Preţul pe piaţa mondială este ridicat, cuprins între 0,10—0,25 $/bit incluzîndu-se şi circuitele aferente.

Memoriile ROS construite sub forma unor matrice cu rezistenţe şi transistoare sînt foarte sigure în funcţionare, cu o construcţie robustă, şi sînt destul de flexibile.

Un alt tip de memorie ROS cu un grad sporit de flexibilitate este cea cu elemente fotoconductoare de tipul fototransistorului. Conţinutul memoriei se schimbă prin schimbarea măştilor luminoase; acest tip prezintă, de asemenea, o bună siguranţă în funcţionare.

O bună siguranţă în funcţionare au şi memoriile ROS cu diode sau transistoare integrate. Timpul de acces al acestor memorii este foarte redus, sub 100 ns, dimensiunile la care se realizează fiind, de asemenea, foarte mici.

Din punct de vedere al costului, ele sînt avantajoase în serii mari, tehnologia de fabricaţie fiind încă destul de pretenţioasă. Flexibilitatea acestor memorii ROS este redusă datorită complicaţiilor tehnologice pe care le ridică. Un alt tip de memorie ROS foloseşte cuplajul capacitiv. Aceste memorii ROS pot fi de tipul CROS (capacitor read-only store) sau BCROS (balanced capacitor read-only store); prezintă o flexibilitate bună, pot fi construite la capacităţi de pînă la sute de mii de biţi, avînd ciclul memoriei cuprins între 0,2—1 μs.

Din punct de vedere al siguranţei în funcţionare, sînt destul de sensibile, necesitînd condiţii speciale de funcţionare. Tehnologia de fabricaţie nu este prea complicată, preţul fiind competitiv faţă de celelalte tipuri.

Tipul de memorie ROS cu cea mai îndelungată folosire este cel cu cuplaj inductiv care funcţionează pe principiul transformatorului de curent. Funcţie de forma miezului magnetic, există o diversitate de realizări constructive.

Calculatorul IBM 360/40 are dispozitivul de comandă microprogramat, realizat cu o memorie ROS de tip inductiv (TROS) de capacitate 4096 cuvinte.

TROS este format din 16 module, acestea avînd fiecare 256 cuvinte de 56 biţi. Fiecare modul are 56 miezuri magnetice, acestea trecînd prin 128 benzi, deci pe fiecare bandă sînt imprimate spirele corespunzătoare pentru două cuvinte. Figura 5 prezintă detalii constructive ale memoriei ROS a sistemului IBM 360/40. În figura 5, *a* se poate observa forma benzii pe care sînt imprimate spirele, locurile prin care se trec miezurile magnetice, aşezarea celor

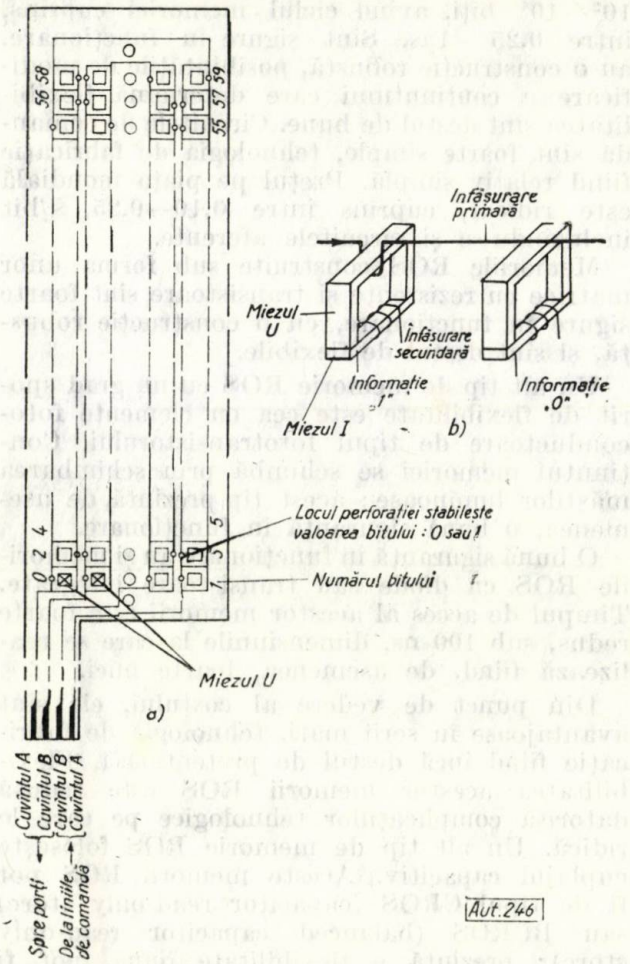


Fig. 5

două cuvinte pe cartelă şi modul de dispunere al performanţelor care determină valoarea informaţiei înscrise.

Miezurile magnetice sînt formate din două piese : una în formă de U pe care sînt aşezate spirele primare ale transformatorului (imprimate pe benzile de material plastic), iar cealaltă în formă de I care închide circuitul magnetic pe care este bobinat secundarul transformatorului folosit pentru citirea informaţiei.

Cu M spire şi N miezuri se poate obţine o memorie de M cuvinte, fiecare cuvînt avînd un număr de N biţi. Numerotarea benzilor într-un modul, din considerente de adresare a cuvintelor, se face de jos în sus în felul următor : 0—63 şi 127—64.

În figura 5, *b* se arată principiul de funcţionare al acestui tip de memorie ROS. Cînd curentul trece prin partea interioară a miezului, perforaţia fiind în exteriorul miezului, informaţia înscrisă este „1" şi în spira de citire se induce o tensiune.

În celălalt caz, curentul trece prin partea exterioară a miezului, perforaţia fiind în interiorul miezului, informaţia înscrisă este „0", iar în spira de citire tensiunea indusă este foarte mică în raport cu primul caz.

Acest tip de memorie fixă este foarte sigură în funcţionare şi necesită circuite pentru comandă şi citire destul de simple. Capacitatea pînă la care pot fi construite este foarte mare, de ordinul milioanelor de biţi, putînd lucra cu un ciclu cuprins între 0,15—1 μs.

Costul unei astfel de memorii este redus, de ordinul 2—9 ¢/bit, incluzînd şi circuitele aferente.

Flexibilitatea pe care o au astfel de memorii este bună, în cazul anumitor construcţii fizice fiind chiar foarte bună (memoria TROS la INB 360/40).

Memoria cu cuplaj inductiv are pînă în momentul de faţă cele mai bune caracteristici, fiind cea mai avantajoasă.

4. Avantajele şi dezavantajele sistemelor de comandă microprogramate cu memorie ROS

Dintre avantaje apare în primul rînd flexibilitatea oferită de microprogramare în sensul că se pot face cu uşurinţă modificări în structura dispozitivului de comandă prin introducerea unor instrucţiuni noi sau prin restructurarea altora.

Acest lucru apare avantajos în condiţiile fabricaţiei de serie pentru că face ca anumite cerinţe ale beneficiarilor legate de domeniul de utilizare al calculatorului să poată fi respectate mai bine în privinţa modificărilor ce se pot face chiar în ultimele faze ale proiectării. În cazul calculatoarelor cu circuite de comandă convenţională, aceste modificări sînt practic imposibile pentru că duc la modificarea completă a circuitelor de comandă.

Un alt avantaj constă în faptul că organizarea blocului de comandă apare mult mai ordonată şi mai omogenă, facilitînd prin aceasta proiectarea, depanarea şi întreţinerea.

La întocmirea microprogramelor şi la determinarea structurii cuvîntului ROS este necesară experienţa programatorilor pentru utilizarea optimă a capacităţii memoriei ROS şi pentru obţinerea timpilor de execuţie cît mai mici pentru instrucţiuni.

Pentru realizarea calculatoarelor microprogramate de generaţia III cu circuite integrate

sînt necesare memorii ROS de mare viteză foarte greu de realizat tehnologic. Ciclul memoriei ROS în general limitează viteza calculatoarelor microprogramate, acesta fiind şi motivul pentru care modelele superioare din seria 360 nu sînt microprogramate.

Limitarea vitezei de calcul de către ciclul memoriei ROS este principalul dezavantaj al folosirii memoriilor ROS.

Un alt dezavantaj în legătură cu folosirea memoriei ROS îl constituie tehnologia de fabricaţie care este deosebit de pretenţioasă.

În legătură cu tehnologia de fabricaţie a memoriei ROS, o dată adoptată şi pusă la punct face ca realizarea dispozitivului de comandă să corespundă din punct de vedere al avantajelor pe care le oferă microprogramarea. Memoriile ROS cu performanţele cele mai bune şi de capacitatea cea mai mare au fost realizate de IBM.

5. Concluzii

Utilizarea sistemelor de comandă microprogramate cu memorii ROS a fost susţinută de existenţa avantajelor acestei soluţii, prezentate anterior.

Pe lîngă aceste avantaje, microprogramarea reprezintă o soluţie avantajoasă pentru realizarea comodă a emulării, prin adăugarea, la memoria ROS a calculatorului, a unei memorii ROS specifică calculatorului simulat. De exemplu, unele modele ale seriei IBM 360 pot cuprinde şi emulatoare pentru unele modele din seria IBM 1400. În plus, apare posibilă înmagazinarea unei părţi a sistemului de programare într-o memorie ROS şi în acest scop în literatură [10] se propune următoarea împărţire a memoriei ROS:

— prima parte va fi ocupată de microinstrucţiunile folosite de sistemul operativ de bază;

— a doua parte, de macroinstrucţiunile folosite de compilatoarele sistemului (FORTRAN, COBOL, PL/1);

— a treia parte, de microprogramele şi datele necesare pentru executarea codului de instrucţiuni.

În legătură cu creşterea gradului de simultaneitate în rezolvarea instrucţiunilor unui program, se prevede că viitoarele sisteme de calcul vor utiliza mai multe unităţi ROS pentru a comanda operaţii independente şi simultane, funcţionarea acestor memorii fiind sincronizată.

Rezumînd aspectele privind posibilitatea folosirii în viitor a memoriilor ROS pentru comanda calculatoarelor numerice, se pot trage următoarele concluzii:

— microprogramarea reprezintă o metodă de proiectare eficientă a dispozitivelor de comandă cu posibilitatea automatizării proiectării,

— memoriile ROS oferă cele mai avantajoase posibilităţi de înmagazinare a microprogramelor;

— microprogramarea prin folosirea memoriilor ROS permite transpunerea în hardware a unor programe de bază, crescînd eficienţa sistemului de calcul;

— dezvoltarea viitoare a microprogramării impune elaborarea unor memorii ROS de mare viteză şi capacitate cu un cost redus, pe baza circuitelor integrate;

— utilizările viitoare ale memoriilor ROS vor depinde în primul rînd de considerentele economice.

BIBLIOGRAFIE

[1] Wilkes, M. V.: *The best way to design an automatic calculating machine.* Report of Manchester University inaugural conference, iul 1951. Manchester, 1953.

[2] Wilkes, M. V., Stringer, I. B. *Microprogramming and the design of the control circuits in an electronic digital computer.* Proceedings of the Cambridge philosophical society, part 2, 1953.

[3] Wilkes, M. V., Renwick W., Wheeler, D. I. *The design of the control unit of an electronic digital computer.* În: The institution of electrical engineers, Londra, iunie 1957.

[4] Gerace, G. B. *Microprogrammed control for computing systems.* În: IEEE trans. on electronic computers EC—12, dec 1963.

[5] Gerace, G. B. *Un sistem di controllo ad alta velocita per calcolatrici elettroniche digitali.* În: Automazionce strumentazione, nr. 11, 1961.

[6] Baltac, V. *Unele aspecte ale microprogramării.* Colocviul tehnica de calcul şi calculatoare. Bucureşti, sept 1967.

[7] Kampe, T. W. *The design of a general-purpose microprogram-controlled computer with elementary structure.* În: IRE trans. on electronic computers EC—9, iun 1960.

[8] Tucker, S. G. *Microprogram control for system 360.* În: IBM systems journal, vol. 6, nr. 4, 1967.

[9] Schnabel, D. L. *The design of processor controls using a read-only storage.* IBM technical report (Systems development division) aug 1965.

[10] Flynn, M., Maclaren, D. *Microprogramming revisted.* Proc. A. C. M. national meeting, 1967.

[11] Hagiwara, H. *The KT pilot computer, a microprogrammed computer with a phototransistor fixed memory.* În: Proc. IFIPS cong. 62 Munich. Amsterdam, North Holland Publ., 1962.

[12] Waldecker, D. *Comparison of a microprogrammed and a non-microprogrammed computer.* În: Computer design, iun 1970.

[13] Marino, J., Sirota. J. *There's a read-only memory that's sure to fill your needs.* În: Electronics, mart 1970.

[14] Stevens, W. Y. *The structure of system 360.* Part II — *System implementations.* În: IBM systems journal, vol. 3, nr. 2, 1964.

Ing. A. IACOB şi ing. A. SOCEANU

Calculator analogic cu semnal în curent

Calculatoarele analogice cunoscute şi descrise pe larg în literatură au, în general, în componenţa lor elemente operaţionale care lucrează cu reacţie în tensiune.

Se poate concepe însă, pornind de la principiul reciprocităţii, un calculator analogic cu reacţie în curent. Într-un astfel de calculator, mărimea de ieşire a fiecărui amplificator operaţional este curentul continuu, în gama aleasă de proiectant. La fel, mărimea de intrare este curentul continuu.

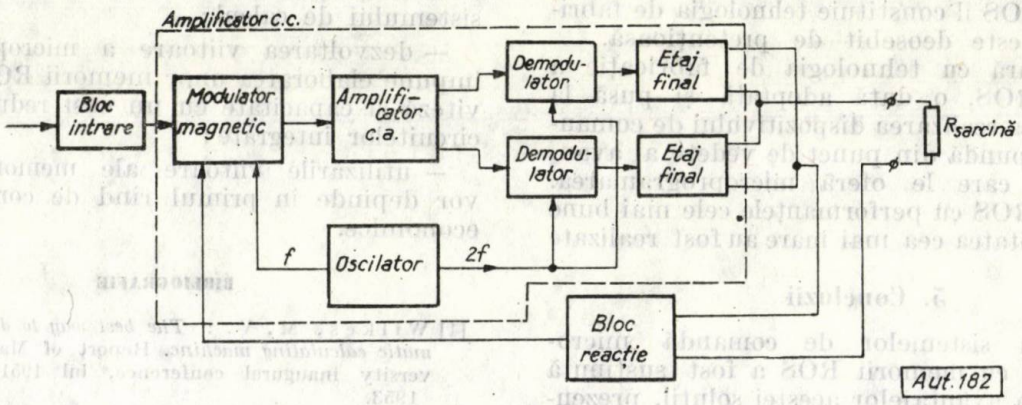


Fig. 1

Dintre avantajele unui asemenea calculator amintim :

— Mărimea de ieşire (curentul) este independentă de legătura cu masa.

— Problema semnului unei mărimi de intrare rămîne doar o simplă chestiune de succesiune a conectării bornelor de intrare. Apare aşadar posibilitatea de a efectua însumări algebrice a mai multor mărimi fără a avea nevoie de un „schimbător de semn".

— Existenţa unei mărimi de ieşire similară semnalului unificat al sistemelor de reglare automată permite o conectare facilă a calculatorului cu bucla de reglare în vederea modelării analogice.

— Se simplifică schemele de realizare şi reglajul generatoarelor de funcţii, rezultînd o mare varietate de funcţii neliniare necesare la modelarea sistemelor de reglare neliniare.

Schema bloc a elementelor operaţionale cu semnal în curent conţine, ca părţi principale, un bloc amplificator de curent continuu şi un bloc de reacţie (fig. 1 şi 5).

1. Amplificatorul

Amplificatorul operaţional este de tipul cu modulare-demodulare. El foloseşte la intrarea sa un modulator magnetic excitat cu 500 Hz şi amplifică selectiv armonica de 1 000 Hz. La ieşire, două demodulatoare sincrone asigură tensiunea de atac a celor două etaje finale — amplificatoarele cu ieşirea în curent.

Cu un asemenea amplificator se obţin performanţele următoare : deriva 2,4 μ V/°C, tensiunea de intrare maximum 5 mV, tensiunea de ieşire maximum 30 V, amplificarea fără reacţie $1{,}8 \times 10^7$, banda de frecvenţă 100 Hz.

Modulatorul magnetic. Modulatorul magnetic (fig. 2) conţine în principal două toruri din material magnetic cu permeabilitate mare şi caracteristică de frecvenţă bună (de exemplu, permalloy). Înfăşurările pe cele două toruri sînt identice, două cîte două, iar legarea perechilor se face astfel ca fundamentala de 500 Hz să fie anulată.

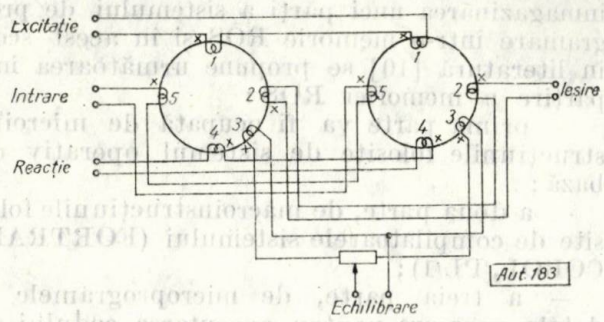


Fig. 2

Cele două înfăşurări *1*, prin care circulă curentul de excitaţie cu frecvenţa de 500 Hz, sînt legate în serie. Înfăşurările de ieşire *2* sînt legate în opoziţie, ceea ce duce la scăderea amplitudinilor fundamentalelor şi la însumarea amplitudinilor armonicilor pare.

Starea în care amplitudinea armonicii de 1 000 Hz este nulă se numeşte starea de echilibru a modulatorului. Diferenţele dintre cele

două miezuri duc la necesitatea echilibrării, lucru ce se realizează modificînd repartiţia curenţilor care trec prin înfăşurările de echilibrare *3*.

Înfăşurările de reacţie *4* şi de intrare *5* dezechilibrează modulatorul cînd prin una dintre ele trece un curent continuu. Amplificatorul lucrează în sensul echilibrării modulatorului magnetic.

Pentru a reprezenta simplificat modulatorul magnetic, desenăm doar unul dintre toruri şi renunţăm la schiţarea înfăşurărilor de excitaţie şi echilibrare, altfel întotdeauna prezente (fig. 3).

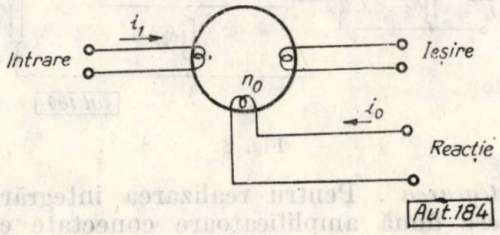


Fig. 3

Dacă n_1 şi n_0 sînt numerele de spire în înfăşurările de intrare şi de reacţie, starea de echilibru are loc dacă :

$$n_1 i_1 - n_0 i_0 = 0. \qquad (1)$$

şi, în acest caz, rezultă la echilibru :

$$\sum n_k i_k - n_0 i_0 = 0. \qquad (4)$$

Dacă relaţia (2) este satisfăcută pentru toate intrările rezultă :

$$i_0 = \Sigma i_k. \qquad (5)$$

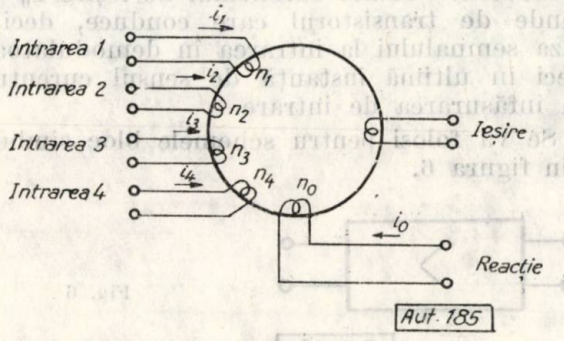


Fig. 4

Amplificatorul de 1 000 Hz. Este format din transistoarele $T_1 - T_4$. Transformatoarele Tr_1 şi Tr_3 lucrează acordate pe frecvenţa de 1 000 Hz. Transformatorul Tr_2 rejectează armonica de 1 500 Hz. Transformatorul Tr_4 alimentează demodulatoarele sincrone formate din transistoarele $T_8 - T_{11}$.

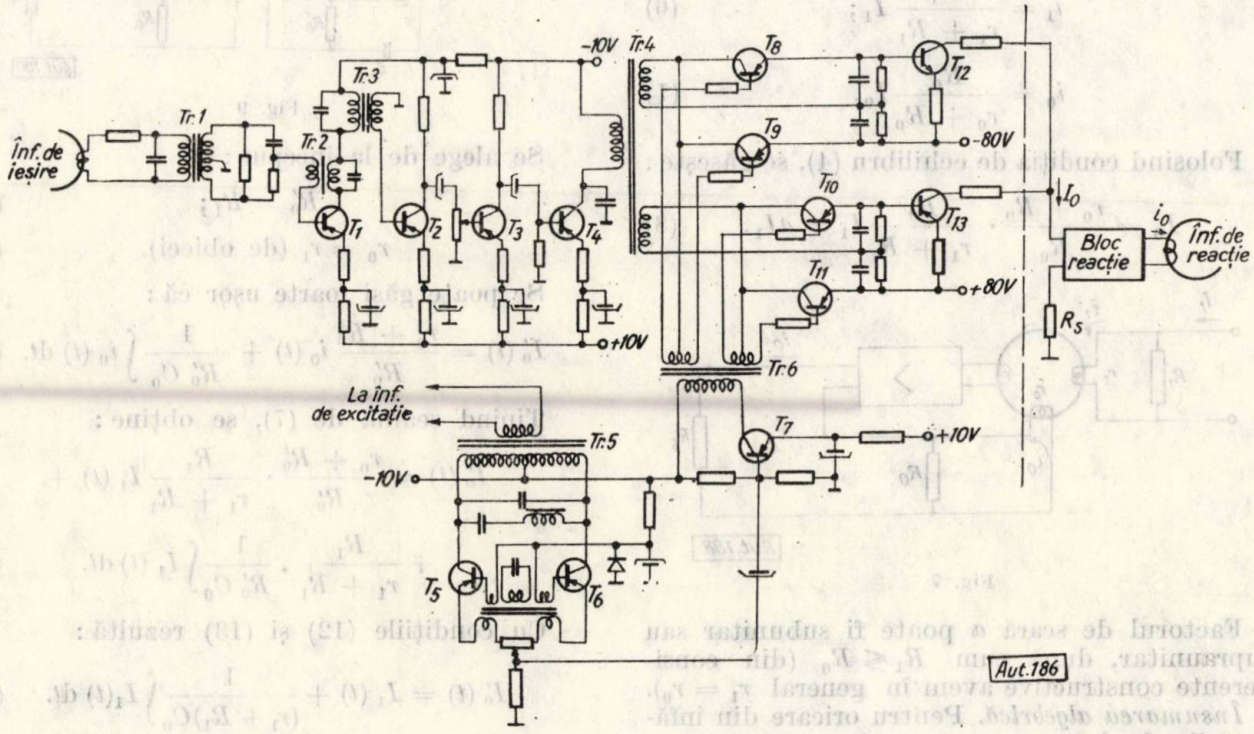


Fig. 5

De obicei se va căuta constructiv ca :

$$n_1 = n_0 \qquad (2)$$

Rezultă că :

$$i_0 = i_1. \qquad (3)$$

Se pot bobina pe torurile modulatorului magnetic mai multe înfăşurări de intrare (fig. 4)

Oscilatorul. Este format din transistoarele T_5 şi T_6 într-o schemă de astabil. Ieşirea transformatorului Tr_5 din colectoare atacă înfăşurarea de excitaţie a modulatorului magnetic. Din punctul comun al emitoarelor se culege o frecvenţă dublă care, amplificată de T_7, va fi folosită la comanda demodulatoarelor sincrone,

Amplificatoarele finale de curent. Înfăşurările secundare ale lui Tr $_6$ sînt conectate la cele două demodulatoare, asigurînd la ieşirea acestora tensiuni continue egale şi de acelaşi semn. Transistoarele T_{12} şi T_{13} fiind complementare, numai unul dintre ele va conduce la un moment dat. Semnul curentului de ieşire I_0 depinde de transistorul care conduce, deci de faza semnalului la intrarea în demodulatoare, deci în ultimă instanţă de sensul curentului în înfăşurarea de intrare.

Se va folosi pentru schemele bloc simbolul din figura 6.

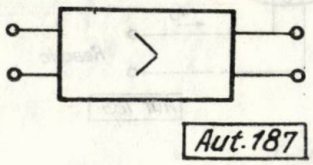


Fig. 6

2. Blocuri de calcul

Se va analiza în continuare modul de realizare ale principalelor operaţii de calcul folosind amplificatorul descris şi reacţia în curent.

Multiplicarea cu o constantă. Avem :

$$i_1 = \frac{R_1}{r_1 + R_1} I_1 ; \qquad (6)$$

$$i_0 = \frac{R_0}{r_0 + R_0} I_0 . \qquad (7)$$

Folosind condiţia de echilibru (4), se găseşte :

$$I_0 = \frac{r_0 + R_0}{R_0} \cdot \frac{R_1}{r_1 + R_1} I_1 = a I_1 . \qquad (8)$$

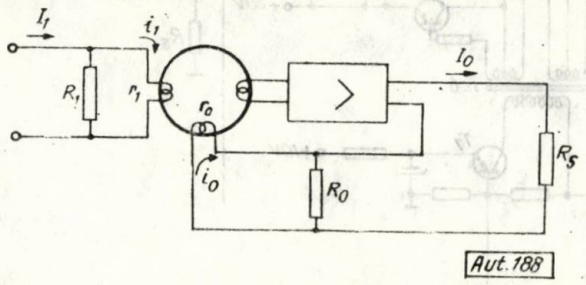


Fig. 7

Factorul de scară a poate fi subunitar sau supraunitar, după cum $R_1 \lesseqgtr R_0$ (din considerente constructive avem în general $r_1 = r_0$).

Însumarea algebrică. Pentru oricare din înfăşurările de intrare avem :

$$i_k = \frac{R_k}{r_k + R_k} I_k . \qquad (9)$$

Condiţia (5) conduce la relaţia :

$$\Sigma \pm \frac{R_k}{r_k + R_k} I_k = \frac{R_0}{r_0 + R_0} I_0 ; \qquad (10)$$

$$I_0 = \Sigma \pm \frac{r_0 + R_0}{R_0} \cdot \frac{R_k}{r_k + R_k} I_k = \Sigma \pm a_k I_k . \qquad (11)$$

Semnul termenului în sumă se stabileşte, după cum s-a menţionat, prin sensul trecerii curentului i_k prin înfăşurarea respectivă, deci prin succesiunea conectării bornelor.

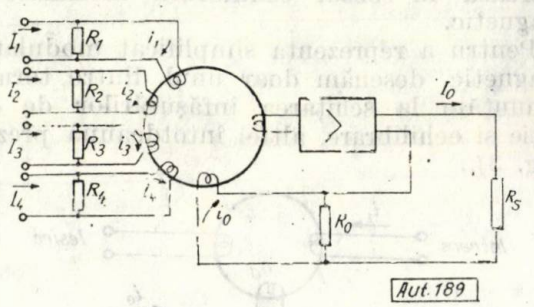


Fig. 8

Integrarea . Pentru realizarea integrării se folosesc două amplificatoare conectate ca în figura 9.

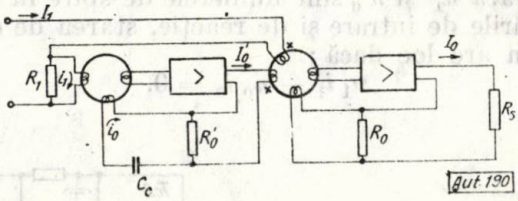


Fig. 9

Se alege de la început :

$$R_0' = R_1 ; \qquad (12)$$

$$r_0 = r_1 \text{ (de obicei).} \qquad (13)$$

Se poate găsi foarte uşor că :

$$I_0'(t) = \frac{r_0 + R_0'}{R_0'} i_0(t) + \frac{1}{R_0' C_0} \int i_0(t)\, dt. \qquad (14)$$

Ţinînd seamă de (7), se obţine :

$$I_0'(t) = \frac{r_0 + R_0'}{R_0'} \cdot \frac{R_1}{r_1 + R_1} I_1(t) + \frac{R_1}{r_1 + R_1} \cdot \frac{1}{R_0' C_0} \int I_1(t)\, dt. \qquad (15)$$

Cu condiţiile (12) şi (13) rezultă :

$$I_0'(t) = I_1(t) + \frac{1}{(r_1 + R_1) C_0} \int I_1(t)\, dt. \qquad (16)$$

Se aplică acum concluzia din relaţia (11) şi referitor la al doilea amplificator şi se găseşte :

$$I_0 = \frac{r_0 + R_0}{R_0} I_0'(t) - \frac{r_0 + R_0}{R_0} I_1(t) = \frac{r_0 + R_0}{R_0} \cdot \frac{1}{(r_1 + R_1) C_0} \int I_1(t)\, dt. \qquad (17)$$

Înmulţirea. Se foloseşte un element Hall, ceea ce asigură o precizie mare a schemei, şi o manipulare lesnicioasă. Deoarece :

$$I_0 = k' i_1 \tag{18}$$

şi :

$$i_1 = k'' I_1 I_2, \tag{19}$$

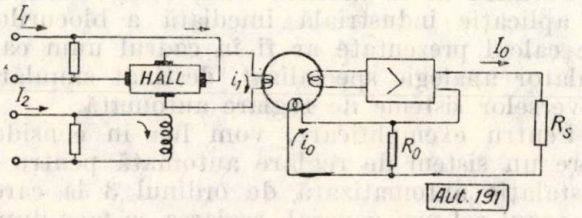


Fig. 10

rezultă că :

$$I_0 = k I_1 I_2. \tag{20}$$

Împărţirea. Folosind acelaşi element Hall, cu schema din figură se obţine :

$$i_1 = i_0 = k' i_2 I_0 \tag{21}$$

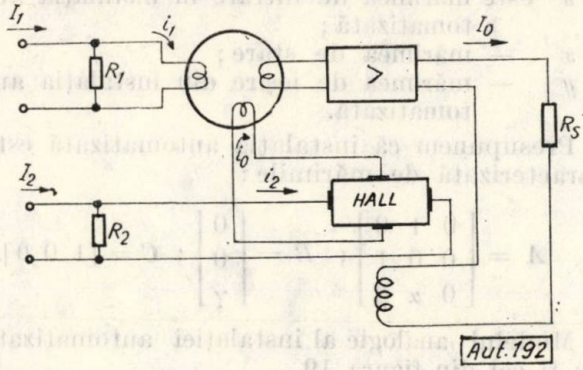


Fig. 11

sau :

$$I_1 = k'' I_2 I_0, \tag{22}$$

de unde :

$$I_0 = k \frac{I_1}{I_2}. \tag{23}$$

Extragerea rădăcinii pătrate. Se obţine folosind acelaşi element Hall într-o altă conexiune. Se găseşte imediat că :

$$i_1 = i_0 = k' I_0^2 \tag{24}$$

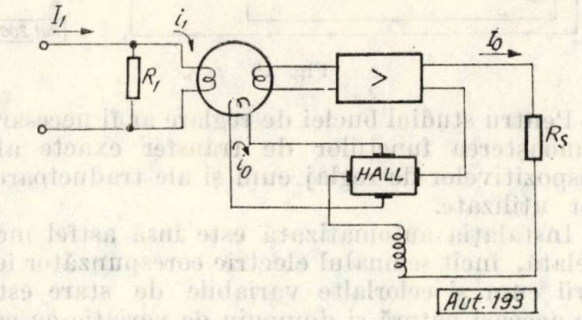


Fig. 12

sau :

$$I_1 = k'' I_0^2. \tag{25}$$

Rezultă că :

$$I_0 = k \sqrt{I_1}. \tag{26}$$

Generatoare de funcţii. Generatoarele de funcţii sînt blocuri de calcul care realizează aproximarea unei curbe monotone cu o linie frîntă.

În cazul nostru, reacţia şi intrarea în curent permit ca, cu scheme simple, să se obţină o mare varietate de funcţii. Blocurile de neliniarizare se conectează în paralel cu înfăşurarea de intrare sau de reacţie a modulatorului.

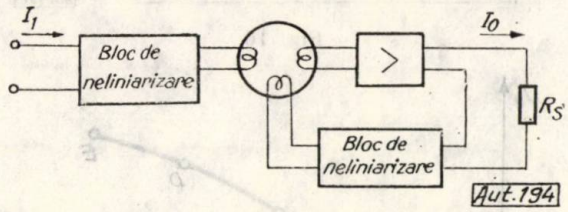


Fig. 13

Cele două blocuri au efecte contrarii asupra înclinării segmentelor liniei frînte.

Se prezintă în figura 14 două variante ale schemei blocului de neliniarizare. Rezistenţele variabile R_{v5} şi R_{v6} servesc la reglarea ordonatelor punctelor de frîngere, iar $R_{v1} - R_{v4}$ permit reglarea segmentelor. Diodele Zener sînt de acelaşi tip.

Dacă blocul acesta este conectat în paralel cu înfăşurarea de intrare, se obţine o caracteristică de forma celei din figura 15, *a*, iar dacă blocul se conectează în paralel cu înfăşurarea de reacţie, se obţine o caracteristică ca aceea din figura 15, *b*.

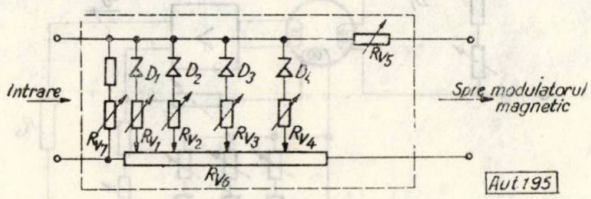


Fig. 14

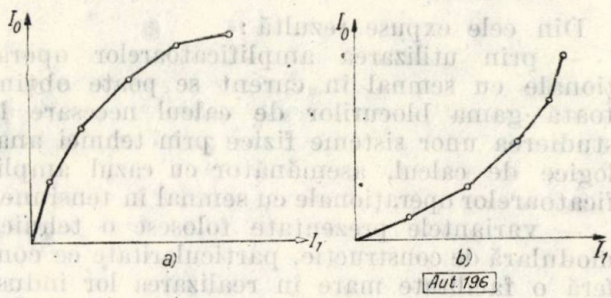


Fig. 15

Conectat în paralel cu înfăşurarea de intrare, blocul din figura 16 realizează o caracteristică de forma celei din figura 15, b, iar conectat în paralel cu înfăşurarea de reacţie, realizează o caracteristică ca aceea din figura 15, a.

Ca exemplu vom arăta cum se obţine o caracteristică de tip logaritmic, ca în figura 17. Dioda D_1 determină frîngerea din A, iar diodele D_2, D_3, D_4, frîngerile din B, C, D (fig. 18).

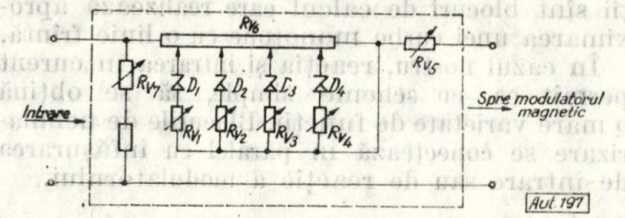


Fig. 16

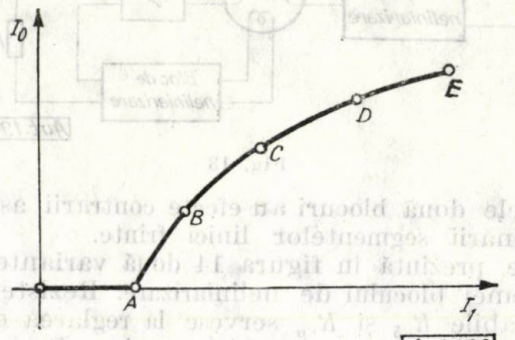


Fig. 17

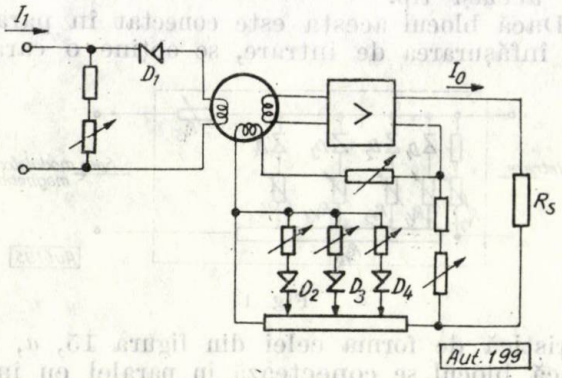


Fig. 18

3. Concluzii

Din cele expuse rezultă :

— prin utilizarea amplificatoarelor operaţionale cu semnal în curent se poate obţine toată gama blocurilor de calcul necesare la studierea unor sisteme fizice prin tehnici analogice de calcul, asemănător cu cazul amplificatoarelor operaţionale cu semnal în tensiune ;

— variantele prezentate folosesc o tehnică modulară de construcţie, particularitate ce conferă o facilitate mare în realizarea lor industrială ;

— dacă se ţine seamă de posibilităţile de realizare, cu asemenea blocuri, a unei mari diversităţi de caracteristici neliniare, atunci elementele operaţionale cu semnal în curent este recomandabil să fie utilizate la dispozitivele specializate de modelare ;

— dintre sistemele fizice ale căror modele matematice necesită adesea, pentru soluţionarea prin tehnică analogică de calcul, blocuri neliniare sau chiar interconectarea blocurilor de calcul cu elemente fizice ale sistemului, cele mai semnificative sînt sistemele automate de reglare.

Pornind de la această idee, considerăm că o aplicaţie industrială imediată a blocurilor de calcul prezentate ar fi în cadrul unui calculator analogic specializat, destinat simulării diverselor sisteme de reglare automată.

Pentru exemplificare, vom lua în considerare un sistem de reglare automată pentru o instalaţie automatizată de ordinul 3 la care, în cazul cel mai general, reglarea se face după fiecare variabilă de stare.

Fie ecuaţia instalaţiei automatizate :

$$\left.\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx \end{aligned}\right\}$$

unde :

u este mărimea de intrare în instalaţia automatizată ;
x — mărimea de stare ;
y — mărimea de ieşire din instalaţia automatizată.

Presupunem că instalaţia automatizată este caracterizată de mărimile :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & \alpha & \beta \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \gamma \end{bmatrix}; \quad C = [1\ 0\ 0].$$

Modelul analogic al instalaţiei automatizate va fi cel din figura 19.

Toate variabilele de stare se obţin pe model sub forma unor curenţi.

La modelarea cu elemente operaţionale cu semnal în curent nu se ţine seamă de inversarea semnului mărimii de ieşire faţă de mărimea de intrare, întrucît ieşirea din asemenea elemente este simetrică.

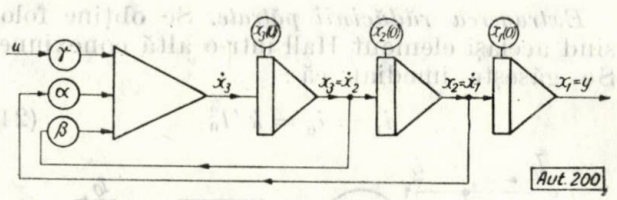


Fig. 19

Pentru studiul buclei de reglare ar fi necesară cunoaşterea funcţiilor de transfer exacte ale dispozitivelor de reglaj cum şi ale traductoarelor utilizate.

Instalaţia automatizată este însă astfel modelată, încît semnalul electric corespunzător ieşirii cum şi celorlalte variabile de stare este de aceeaşi natură şi domeniu de variaţie cu cel propriu sistemului de reglaj unificat folosit.

În consecinţă, studiul comportării regulatorului şi a celorlalte elemente de reglaj se poate face pe model prin conectarea directă a acestora la modelul analogic al instalaţiei automatizate.

Se poate realiza astfel o analiză exactă a funcţionării buclei în condiţii reale şi se pot stabili unii parametri corespunzători ai elementelor de reglare pentru obţinerea unui răspuns cu performanţe optime. Întrucît modelarea ecuaţiei instalaţiei automatizate cum şi a funcţiilor de transfer pentru traductoare se realizează cu elemente cu reacţie în curent, de precizie comparabilă cu cea a elementelor de reglaj, rezultatele obţinute pot constitui date suficient de precise pentru aplicaţiile practice.

Modelul va fi cel arătat în figura 20, unde $R_1 - R_4$ sînt elementele de reglare conectate direct la model, iar $T_1(s) - T_3(s)$ sînt modelele analogice ale traductoarelor caracterizate prin funcţiile de transfer $T_1(s) - T_3(s)$. Modelele sînt realizate cu elemente operaţionale cu semnal în curent, similar modelului prezentat pentru instalaţia automatizată.

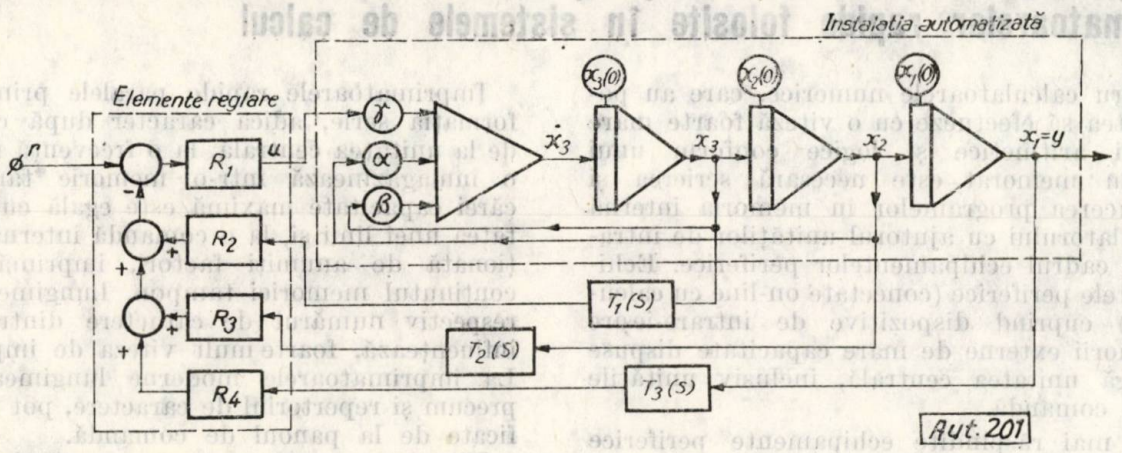


Fig. 20

BIBLIOGRAFIE

[1] Jackson, A. S. *Analog computation.* New York, McGraw-Hill, 1960.
[2] Korn, G. A. şi Korn, T. M. *Electronic analog computers,* ed. a 2-a New York, McGraw-Hill, 1956.
[3] Millman, I. şi Taub, H. *Pulse, digital and switching waveforms.* New York, McGraw-Hill, 1965.
[4] Millman, I. şi Halkias, C. *Electronic devices and circuits.* New York, McGraw-Hill, 1967.
[5] Bekey, G. A. şi Karplus, W. *Hybrid computations.* New York, John Wiley, 1968.
[6] Belea, C. *Programarea la maşinile electronice de calcul.* Bucureşti, Ed. militară, 1969.
[7] Soceanu, A. şi Iacob, A. *Elemente neliniare pentru calculator analogic cu semnal în curent.* Sesiunea de comunicări a I.P. Timişoara, mai 1970.
[8] Soceanu, A. *Asupra sintezei funcţiilor de transfer cu calculatoare analogice.* Comunicare la sesiunea ştiinţifică a Universităţii Craiova, mai 1970.
[9] Roman, T. şi Soceanu, A. *Convertor electronic universal de semnale unificate.* În: Buletinul de informare tehnică — F.E.A., vol. III, Bucureşti, nr. 4, 1968, p. 34—43.

În perioada 14 — 20 octombrie 1971
are loc pe noul teren al Tîrgului cel de al 5-lea congres internaţional cu expoziţie pentru automatică şi tehnica măsurătorilor.

Această manifestare reprezintă centrul de întîlnire internaţional pentru domeniul automaticii şi tehnicii măsurătorilor în ce priveşte cercetarea, dezvoltarea, industria şi economia.

Informaţii: Düsseldorfer Messegesellschaft mbH—NOWEA—, 4 Düsseldorf, Messegelände, tel.: 4 40 41. Arbeitsgemeinschaft INTERKAMA, 4 Düsseldorf, Duisburger Str. 1a, tel.: 48 88 60.

Interkama'71 Düsseldorf

PUBLICOM

Ing. D. DRAGOŞ şi ing. M. FLOREA

Situaţia actuală şi tendinţe de perspectivă în domeniul imprimatoarelor rapide folosite în sistemele de calcul

Pentru calculatoarele numerice, care au posibilitatea să efectueze cu o viteză foarte mare operaţii aritmetice şi logice conform unui program memorat, este necesară scrierea şi introducerea programelor în memoria internă a calculatorului cu ajutorul unităţilor de intrare, din cadrul echipamentelor periferice. Echipamentele periferice (conectate on-line cu calculatorul) cuprind dispozitive de intrare-ieşire şi memorii externe de mare capacitate dispuse pe lîngă unitatea centrală, inclusiv unităţile lor de comandă.

Cele mai răspîndite echipamente periferice din cadrul unei configuraţii medii pentru calcule economice şi tehnico-ştiinţifice sînt:

— unităţi de cartele perforate (cititoare, perforatoare);
— unităţi de bandă perforată (cititoare, perforatoare);
— unităţi de bandă magnetică;
— unităţi de afişare cu tub catodic;
— imprimatoare rapide.

Imprimatorul rapid este cel care asigură redarea în clar a rezultatului unui proces de calcul; de aceea el nu poate lipsi din cadrul unei configuraţii moderne de calcul. Imprimatoarele sînt dispozitive de ieşire rapide care primesc informaţia codificată în cod maşină de la unitatea centrală prin interfaţa standard şi o imprimă pe coală de hîrtie sub formă de cifre şi litere. În funcţie de cerinţele tehnice impuse (viteză, siguranţă în funcţionare, gabarit), imprimatoarele rapide sînt realizate în diverse variante, dintre care se deosebesc în primul rînd imprimatoarele serie şi imprimatoarele paralele.

Imprimatoarele serie primesc informaţia serie de la calculator la o frecvenţă joasă şi o imprimă tot serie, adică caracter după caracter. Frecvenţa de primire a caracterelor în acest caz este egală cu frecvenţa de imprimare (pînă la 30 caractere/s). Ele prezintă avantajul unui gabarit şi greutăţi reduse şi al unor comenzi electronice mai economice. Dezavantajul lor constă în viteza scăzută de imprimare şi într-un mecanism deosebit de fin şi complicat, impus chiar de dimensiunile reduse ale imprimatorului.

Aceste imprimatoare sînt utilizate îndeosebi la maşinile electronice mici, la calculatoarele de birou cu program şi fără program, iar cînd au tastatură se folosesc chiar la calculatoarele mari şi foarte mari în lucru conversaţional cu unitatea centrală.

Imprimatoarele rapide paralele primesc informaţia serie, adică caracter după caracter, de la unitatea centrală, la o frecvenţă ridicată, o înmagazinează într-o memorie tampon a cărei capacitate maximă este egală cu capacitatea unei linii şi, la o comandă internă condiţionată de anumiţi factori, imprimă întreg conţinutul memoriei tampon. Lungimea liniei, respectiv numărul de caractere dintr-o linie, influenţează, foarte mult viteza de imprimare. La imprimatoarele moderne lungimea liniei, precum şi repertoriul de caractere, pot fi modificate de la panoul de comandă.

Viteza de imprimare este caracteristica cea mai semnificativă a unui imprimator şi ea depinde de următorii factori:

— metoda de imprimare folosită;
— sistemul mecanic de antrenare al hîrtiei;
— repertoriul de caractere;
— numărul de caractere dintr-o linie;
— ciclul memoriei tampon.

1. Situaţia actuală în domeniul imprimatoarelor rapide

În cele ce urmează ne vom referi la imprimatoarele rapide paralele care sînt actualmente cele mai răspîndite în cadrul configuraţiilor moderne de calcul.

Printre primele tipuri de imprimatoare paralele s-a situat imprimatorul cu roţi de imprimare. În acest tip de imprimator pe circumferinţa fiecărei roţi de imprimare (fig. 1), corespunzătoare fiecărei poziţii de imprimare, se dispune întreg repertoriul de caractere [5], [3]. Printr-un sistem electromecanic se fac selectarea şi blocarea rotiţei într-o poziţie corespunzătoare caracterului dorit. Imprimarea se face de către o bară, prin lovire, o singură dată în cadrul unui ciclu de imprimare, fapt care simplifică considerabil mecanismul imprimatorului, obţinîndu-se astfel gabaritele

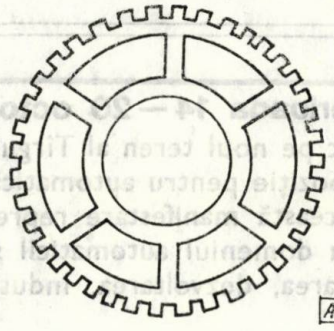


Fig. 1

cele mai reduse pentru imprimatoarele de linie. Dezavantajul principal constă în viteza scăzută de imprimare rezultată din sistemul de blocare şi selectare. Dimensiunile mici ale dispozitivului de imprimare, impuse de formatul colii de hîrtie, cum şi mişcarea rapidă a pieselor componente, impun soluţii tehnice deosebite atît din punct de vedere al schemelor cinematice cît şi mai ales din punct de vedere al materialelor utilizate. Cu acest tip de imprimator s-a ajuns la viteze de 200 linii/min. Imprimatorul IBM 407, care utilizează rotiţe de imprimare, realizează o viteză de imprimare de 150 linii/min.

O soluţie perfecţionată o constituie imprimatorul cu fire [5], [8]. Acesta utilizează o reţea de fire (de exemplu 35) pentru realizarea fiecărui caracter dorit. Firele sînt aranjate ca în figura 2, *b* şi formează o matrice (de exemplu 5 × 7) comandată de o bară de cod (fig. 2, *a*). Un anumit caracter se selectează

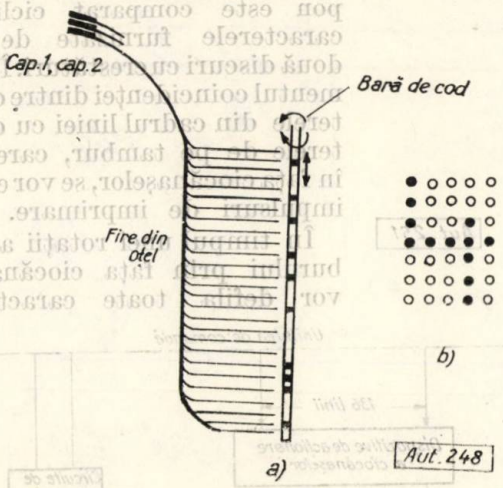


Fig. 2

prin puncte pentru a fi apoi imprimat pe hîrtie prin procedeele obişnuite.

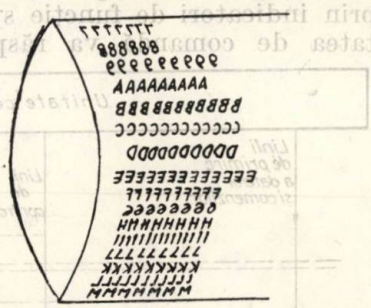
Informaţia codificată în cod binar-zecimal determină o mişcare verticală şi de rotaţie a barei de cod, care selecţionează caracterul dorit. Imprimatorul IBM 720 funcţionează pe baza acestui principiu cu o viteză de 500 linii/min, utilizînd 30 de capete cu patru poziţii de imprimare pe cap pentru o linie formată din 120 de caractere.

Unul dintre cele mai răspîndite tipuri de imprimatoare este cel cu tambur de imprimare [1], [2], [5], [7], [9].

De-a lungul tamburului, pe generatoare, este gravat acelaşi caracter de un număr de ori egal cu numărul poziţiilor de imprimare. Numărul de tipuri de caractere de pe circumferinţă reprezintă numărul maxim de caractere (fig. 3). Imprimarea se face prin intermediul unei panglici cu tuş, cu ajutorul unor ciocănaşe acţionate de electromagneţi, care lovesc hîrtia de tamburul de imprimare (fig. 4).

Imprimatoarele cu tambur marchează un avans faţă de tipurile prezentate mai sus şi se situează în cadrul perifericelor din generaţia a III-a. Întrucît acest tip de imprimator

Fig. 3



este mai complet, respectiv partea electronică este mai dezvoltată, se pot distinge două blocuri funcţionale: unitatea de comandă şi imprimatorul propriu-zis.

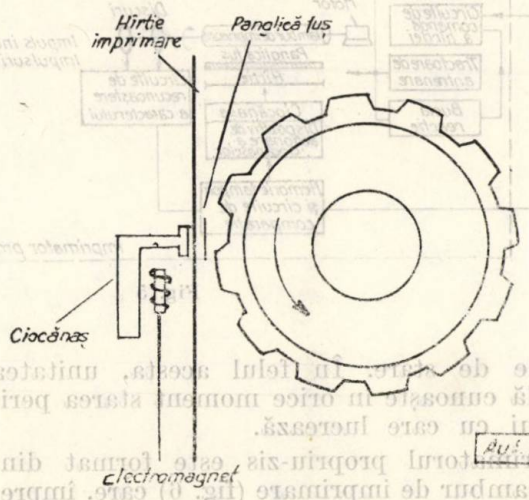


Fig. 4

Unitatea de comandă (fig. 5) este cea care asigură adaptarea cu unitatea centrală, fiind legată de aceasta prin interfaţa standard. Scopul principal al unităţii de comandă este de a mări eficienţa unităţii centrale prin deconectarea acesteia pe durata timpilor morţi (timpul cît imprimatorul imprimă, respectiv cînd imprimatorul este ocupat). Pentru a se asigura o adaptare optimă între unitatea centrală şi imprimator este necesară executarea unui schimb de mesaje între unitatea centrală şi unitatea de comandă. Acest schimb de mesaje este caracteristic fiecărei interfeţe standard pentru un sistem de calcul. În general, schimbul de mesaje între unitatea centrală şi unitatea de comandă a imprimatorului decurge astfel. În cazul cînd unitatea centrală doreşte să execute o anumită operaţie cu imprimatorul, ea trimite un indicator de funcţie unităţii de comandă. Unitatea de comandă răspunde dacă acceptă sau nu indicatorul şi trimite indicatori de stare pe liniile de răspuns, care se referă atît la sta-

rea unităţii de comandă cît şi la starea imprimatorului propriu-zis. În cazul în care, în cadrul imprimatorului, există o cerere de întrerupere generată de anumiţi factori, unitatea centrală va interoga starea imprimatorului prin indicatori de funcţie speciali la care unitatea de comandă va răspunde din nou cu semnale de stare. În felul acesta, unitatea centrală cunoaşte în orice moment starea periferic ului cu care lucrează.

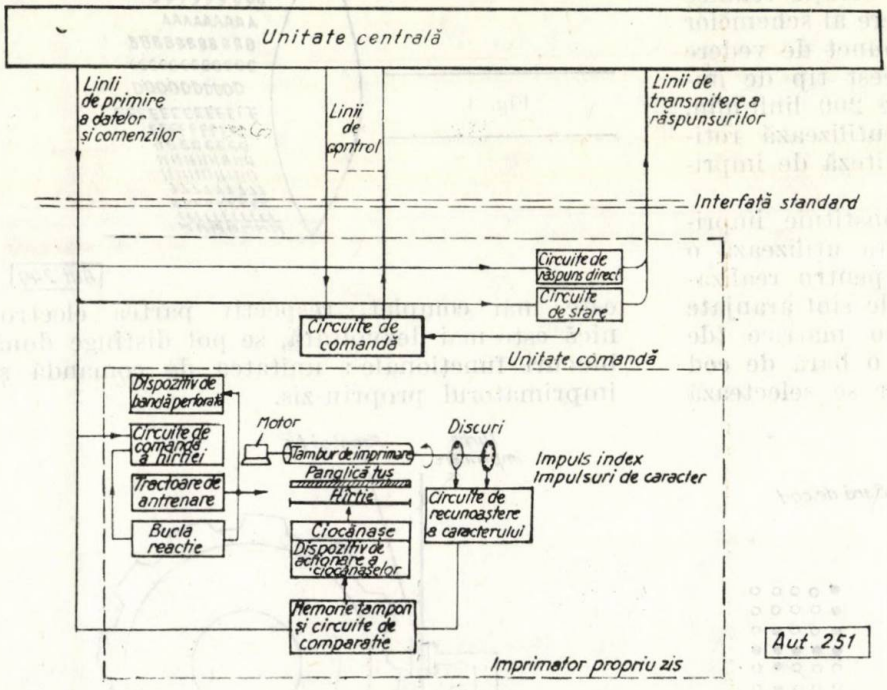


Fig. 5

Imprimatorul propriu-zis este format dintr-un tambur de imprimare (fig. 6) care, împreună cu două discuri de sincronizare, este dispus pe acelaşi ax antrenat de un motor electric. Unul dintre discuri este prevăzut cu o singură crestătură sesizată de un cap magnetic care va furniza un impuls index pentru fiecare rotaţie. Celălalt disc este prevăzut cu atîtea crestături cîte caractere sînt pe tambur. Capul magnetic respectiv sesizează aceste crestături şi furnizează impulsuri de caracter unităţii de comandă a imprimatorului. Unul dintre mecanismele cele mai dificile din cadrul imprimatoarelor este mecanismul de antrenare a benzii de hîrtie. Acest mecanism trebuie să asigure o mişcare în paşi a benzii de hîrtie conform programului său automat. Mişcarea hîrtiei este dată de nişte „tractoare". Bolţurile de pe şenile pătrund în găurile de pe marginea hîrtiei antrenînd-o. Mişcarea în paşi a tractoarelor este asigurată de un sistem cuplă-frînă electromagnetică sau, în cazul ultimelor tipuri de imprimatoare, de un sistem hidraulic care are avantajul unei siguranţe şi precizii superioare. Ambele sisteme sînt comandate de semnale primite de la unitatea de comandă. Întreg sistemul de antrenare a hîrtiei este un sistem cu buclă închisă în care semnalele de reacţie sînt furnizate unităţii de comandă de un disc prevăzut cu anumite crestături, care sînt sesizate de un cap magnetic. În cea de a doua buclă de reacţie intră sistemul benzii perforate împreună cu un traductor cu celule fotoelectrice.

O dată primit ordinul de imprimare de la unitatea centrală, apar din punct de vedere al imprimatorului două cicluri de lucru. Un ciclu în care imprimatorul îşi încarcă memoria tampon cu caracterele ce trebuie imprimate şi în acelaşi timp deplasează hîrtia, şi al doilea ciclu numit ciclu de imprimare. În cadrul unui ciclu de imprimare, conţinutul memoriei tampon este comparat ciclic cu caracterele furnizate de cele două discuri cu crestături. În momentul coincidenţei dintre caracterele din cadrul liniei cu caracterele de pe tambur, care sînt în faţa ciocănaşelor, se vor emite impulsuri de imprimare.

În timpul unei rotaţii a tamburului prin faţa ciocănaşelor vor defila toate caracterele,

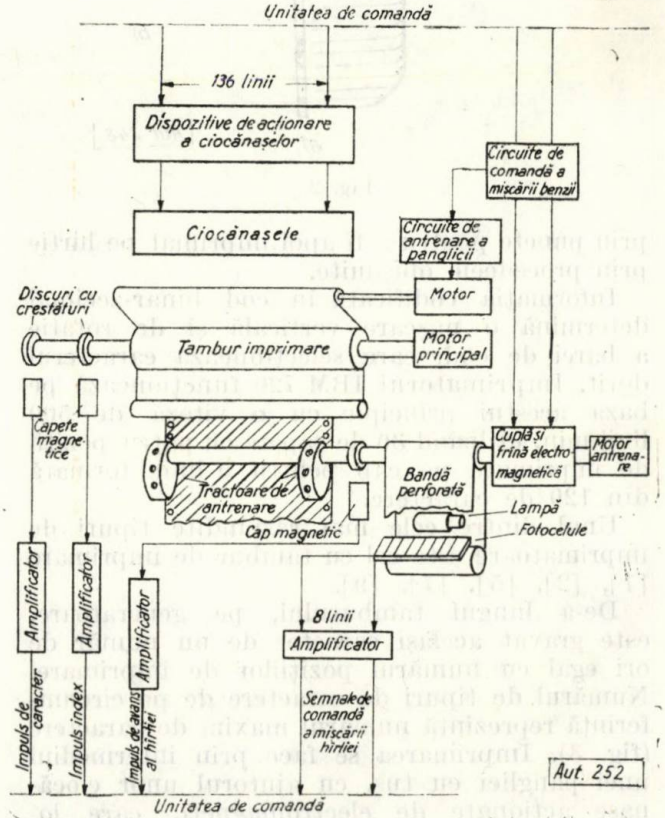


Fig. 6

ceea ce face ca imprimarea unei linii să fie completă după o rotaţie întreagă. Ca tipuri moderne de imprimatoare cu tambur menţionăm imprimatorul ICL 1933/3, CDC 501, Honeywell 220, CII 72440 şi Mohawk 5013.

O îmbunătăţire substanţială a fost adusă imprimatoarelor prin înlocuirea tamburului cu un lanţ de imprimare pe care se dispune repertoriul de caractere (fig. 7) [5], [4], [8], [9]. La aceste imprimatoare, selecţionarea ciocănaşelor de imprimare este mai simplă, electronica asociată lor este mai redusă şi calitatea imprimării este îmbunătăţită.

Calitatea imprimării este mult ameliorată datorită faptului că întotdeauna caracterele vor fi aliniate pe orizontală, ceea ce se obţine mai greu la imprimatoarele cu tambur.

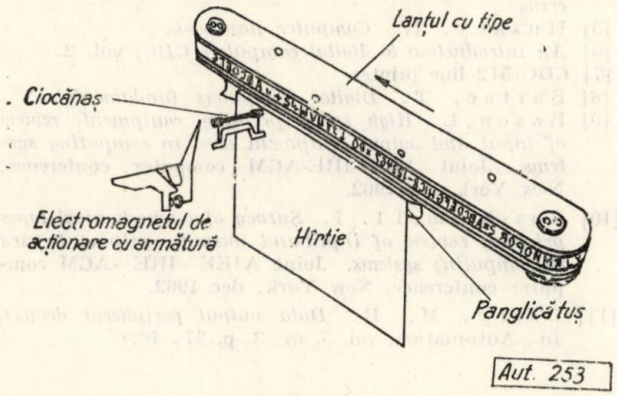


Fig. 7

Printre elementele electronice ce se reduc la acest tip de imprimator este şi un registru de deplasare care, la imprimatorul cu tambur conţine atîtea circuite bistabile cîte poziţii de imprimare există. La aceste imprimatoare s-a mărit siguranţa în funcţionare şi s-a îmbunătăţit calitatea imprimării, lucru important la configuraţiile pentru calcul economic. Printre cele mai moderne imprimatoare cu lanţ se situează imprimatorul IBM 1403 şi CDC 512.

2. Tendinţe pe plan mondial

Viteze de imprimare mai ridicate decît 1 500 linii/min nu se pot obţine cu ajutorul imprimatoarelor mecanice, din cauza inerţiei mari a pieselor mecanice şi din considerente de rezistenţă a materialelor. Pentru mărirea vitezei de lucru a imprimatoarelor peste 1 500 linii/min s-a căutat să se înlocuiască imprimarea mecanică printr-o imprimare electrostatică [5], [10], utilizînd un tub catodic special cu două perechi de plăci de deflecţie numit charactron (fig. 8, *a*). Elementul caracteristic al acestui tub îl constituie o mască din tablă de fier pe care se perforează întreg repertoriul de caractere. Prima pereche de plăci de deflecţie deplasează fasciculul electronic la caracterul dorit

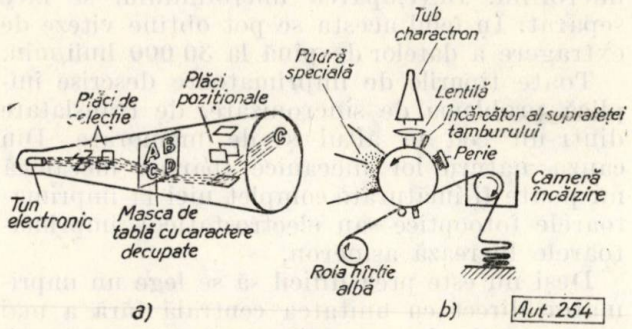


Fig. 8

de pe mască. În acest caz, fasciculul ia forma literei perforate şi trece prin a doua pereche de plăci de deflecţie, care orientează fasciculul, respectiv litera, în cadrul liniei. Imaginea unei linii ce apare pe ecran este dirijată cu ajutorul unor lentile spre un tambur cu suprafaţa din seleniu (fig. 8, *b*). Suprafaţa expusă, în conformitate cu conţinutul liniei, se va încărca cu electricitate de o anumită polaritate. Un praf special ce serveşte ca cerneală va adera pe hîrtie în acelaşi mod. Pentru stabilizarea imprimării, hîrtia cu praful respectiv este trecută printr-o cameră de încălzire. Viteza de imprimare cu un astfel de sistem este limitată numai de timpul de expunere şi de timpul de stabilizare.

Cu acest tip de imprimatoare se pot obţine viteze pînă la 5 000 linii/min [5].

Pentru a se mări în continuare viteza de imprimare s-a utilizat fotografierea imaginii de pe charactron. Un astfel de procedeu este ilustrat în figura 9. Hîrtia obişnuită este înlo-

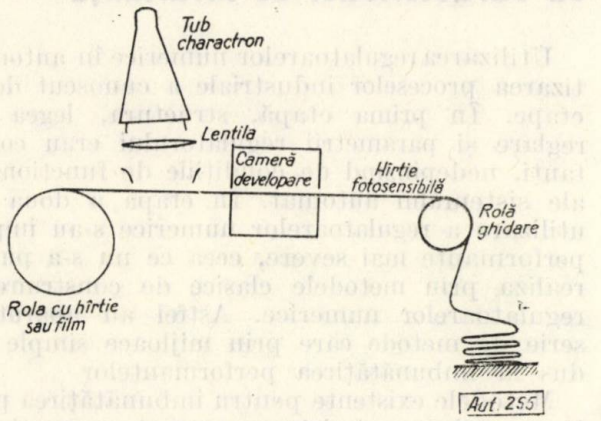


Fig. 9

cuită cu o hîrtie fotosensibilă care, după expunere, trebuie developată pentru ca să apară informaţia. Developarea hîrtiei fotosensibile se face în imprimator imediat după expunere. Cu acest sistem se pot realiza viteze de pînă la 10 000 linii/min. Pentru mărirea în continuare a vitezei s-a trecut la imprimarea pe

microfilm. Developarea microfilmului se face separat. În felul acesta se pot obține viteze de extragere a datelor de pînă la 30 000 linii/min.

Toate tipurile de imprimatoare descrise implică problema de sincronizare, de translatare dintr-un cod în altul și de memorare. Din cauza naturii lor mecanice (partea mecanică nu poate fi înlăturată complet nici la imprimatoarele fotooptice sau electrostatice), imprimatoarele lucrează asincron.

Deși nu este prea dificil să se lege un imprimator direct cu unitatea centrală fără a mai avea nevoie de memoria tampon, aceasta nu este de dorit pentru a nu întîrzia operațiile de lucru datorită timpului mare de imprimare. În multe cazuri, informația de la calculator este accesibilă numai serie, caracter după caracter, pe cînd cele mai multe imprimatoare moderne necesită o tipărire paralel.

Deci un tampon nu servește numai pentru o înmagazinare temporară a informației, ci este capabil să facă și o conversie serie-paralel.

De obicei matricele cu miezuri magnetice sînt ideale pentru realizarea tamponului, deși în cazul ultimelor imprimatoare fotooptice, de exemplu cele realizate de firma Plessey, memoria tampon este realizată cu matrice cu diode (circuite integrate).

Avînd în vedere peformanțele lor ridicate, imprimatoarele nemecanice prezintă perspectivele cele mai promițătoare; datorită însă costului lor ridicat cum și materialelor speciale de lucru, în viitorul apropiat se prevede utilizarea cu preponderență a imprimatoarelor electromecanice cu lanț.

În final se apreciază că imprimatoarele rapide constituie o problemă căreia i se caută în continuare soluții care să fie integrate armonios în unitățile de calcul, urmărind în deaproape procesul în domeniul acestora [11].

BIBLIOGRAFIE

[1] *Line printer equipment, training normal CDC,* sept 1967.
[2] Types 1931 – 32–33 printers manual ICL.
[3] Nashelsky, L. *Digital computer theory.*
[4] Ledley, R. *Digital computer and control enginneering.*
[5] Huskey, H. *Computer handbook.*
[6] *An introduction to digital computers CDC,* vol. 2.
[7] CDC 512 line printer.
[8] Bartec, T. *Digital computers fundamentals.*
[9] Rosen, L. *High speed printing equipment, review of input and output equipment used in computing systems.* Joint AIEE-IRE-ACM computer conference, New York, dec 1962.
[10] Rossheim, Lt. I. *Survey of nonmechanical types printers, review of input and output equipment used in computing systems.* Joint AIEE–IRE–ACM computer conference, New York, dec 1962.
[11] Parry, M. B. *Data output peripheral devices.* În: Automation, vol. 5, nr. 3, p. 37–40.

Ing. C. NITU

Metodă pentru construirea sistemelor numerice de reglare cu caracteristici de invarianță

Utilizarea regulatoarelor numerice în automatizarea proceselor industriale a cunoscut două etape. În prima etapă, structura, legea de reglare și parametrii regulatorului erau constanți, nedepinzînd de condițiile de funcționare ale sistemului automat. În etapa a doua de utilizare a regulatoarelor numerice s-au impus performanțe mai severe, ceea ce nu s-a putut realiza prin metodele clasice de construire a regulatoarelor numerice. Astfel au apărut o serie de metode care prin mijloace simple au dus la îmbunătățirea performanțelor.

Metodele existente pentru îmbunătățirea performanțelor unui sistem automat cu regulator numeric pot fi clasificate în două grupe. În prima grupă se includ metodele care pentru îmbunătățirea performanțelor prevăd varierea structurii regulatorului numeric după un anumit algoritm, iar în a doua, metodele bazate pe varierea parametrilor de acordare după un anumit algoritm. De exemplu, după o anumită relație se calculează care este valoarea perioadei de eșantionare la un anumit moment de timp. În continuare, după o scurtă prezentare a metodelor existente, se propune metoda funcțiilor de pondere pentru îmbunătățirea performanțelor unui sistem automat cu regulator numeric.

1. Metode bazate pe variația structurii regulatorului

Aceste metode pot fi grupate astfel: metode bazate pe comutarea diferitelor componente ale regulatorului numeric după un anumit criteriu și metode bazate pe comutarea unor regulatoare numerice cu legi complexe de reglare. Deoarece metodele bazate pe comutarea diferitelor componente reprezintă o analogie cu metodele întîlnite la sistemele continue, vom prezenta un exemplu cu comutarea unor regulatoare cu legi complexe de reglare.

Admitem că pentru reglarea unui parametru tehnologic se folosește un regulator numeric optimal. În cazul cînd acest regulator funcționează într-o regiune apropiată de punctul

de echilibru, în sistem vor avea loc comutări cu o frecvenţă relativ mare. Dar în unele cazuri comutările cu o frecvenţă relativ mare nu sînt admise. Într-un astfel de caz s-a propus următorul algoritm de comutare

$$x_c = x_{optim} \quad \text{pentru } \varepsilon^2 + \dot{\varepsilon}^2 \geqslant R_1^2,$$

$$x_c = x_{PD} \quad \text{pentru } \varepsilon^2 + \dot{\varepsilon}^2 \leqslant R_2^2,$$

unde $R_1 < R_2$, iar x_{PD} este mărimea de la ieşirea unui regulator proporţional derivativ.

Zona cuprinsă între cele două cercuri reprezintă o zonă în care sistemul îşi păstrează structura cu care a intrat. Structura se schimbă numai la ieşirea din această zonă. Prin aceasta se asigură o funcţionare mai bună a comutatorului.

Metodele bazate pe variaţia structurii regulatorului au dezavantajul că sînt necesare elemente logice şi de calcul pentru formarea criteriului.

2. Metoda variaţiei unui parametru de acordare

Pentru îmbunătăţirea performanţelor unui sistem automat cu regulator numeric se cunosc o serie de metode care prevăd varierea unui parametru după un anumit criteriu sau după un algoritm determinat empiric.

a) Variaţia perioadei T_i de eşantionare astfel ca valoarea erorii totale să fie aproximativ constantă în fiecare tact. Din condiţia :

$$I = \int_{nT}^{(n+1)T} (\varepsilon - \varepsilon_h)\, dt \cong \text{const.}$$

unde ε_h este ieşirea extrapolatorului, se obţine [8]:

$$T_i = \frac{c}{\sqrt{|\dot{\varepsilon}_i|}}.$$

Pentru determinarea perioadei după această relaţie sînt necesare elemente de calcul relativ complexe, ceea ce justifică utilizarea metodei numai în sisteme cu calculatoare. În cazul unor sisteme simple se foloseşte o relaţie aproximativă [8]:

$$T = T_{max} - A \cdot |\varepsilon| \text{ cînd } 0 \leqslant |\varepsilon| \leqslant \frac{T_{max} - T_{min}}{A},$$

$$T = T_{min} \text{ cînd } |\varepsilon| \geqslant \frac{T_{max} - T_{min}}{A},$$

unde T_{max}, T_{min} şi A sînt nişte constante.

Prin utilizarea acestui criteriu se obţin aceleaşi performanţe ca la sistemul obişnuit, însă cu un număr mai mic de eşantionări, ceea ce este important în cazul unor limitări asupra energiei consumate.

b) Variaţia perioadei de eşantionare astfel încît curba de variaţie a erorii să fie transmisă cu eroare minimă, adică să se minimizeze [4]:

$$I = (\varepsilon - \varepsilon_h)^2$$

în decursul fiecărui tact. De exemplu, pentru cazurile cînd $\dot{\varepsilon}$ şi $\ddot{\varepsilon}$ au semne diferite, se obţine relaţia:

$$T_i = -2{,}303 \frac{\ddot{\varepsilon}_i}{\dot{\varepsilon}_i}.$$

Această metodă prezintă acelaşi dezavantaj ca şi metoda precedentă.

c) Variaţia perioadei de eşantionare după funcţii neexplicite este mai simplă din punct de vedere tehnic. În acest scop mai răspîndită este următoarea funcţie pentru determinarea perioadei [6]:

$$\int_{t_k}^{t_{k+1}} [\varepsilon(z) - \varepsilon(t_k)\, dt] = A,$$

de unde valoarea perioadei se defineşte prin relaţia :

$$T_k = t_{k+1} - t_k, \text{ iar } A = \text{const.}$$

Pentru obţinerea unor performanţe superioare, uneori în loc de constanta A se utilizează o funcţie $f(t_{k+1}, t_k)$.

În acest mod se poate obţine un proces tranzitoriu cu performanţe superioare. Realizarea tehnică a acestui algoritm pentru determinarea perioadei de eşantionare necesită elemente de calcul, ceea ce duce la creşterea preţului de cost şi la limitarea domeniului de utilizare.

d) Variaţia perioadei de eşantionare se poate face după criterii care prevăd minimizarea sensibilităţii unei performanţe în raport cu variaţia lui T_i [5]. Conform unui astfel de criteriu se recomandă determinarea perioadei de eşantionare după relaţia :

$$T_i = \frac{\alpha}{\beta |\varepsilon_i| + 1},$$

unde α şi β sînt nişte constante determinate în mod empiric. Această metodă necesită elemente logice şi de calcul mai simple.

e) Metoda variaţiei în trepte a unui parametru de acordare [9]. Pentru îmbunătăţirea performanţelor unui sistem automat cu regulator numeric s-a propus varierea factorului de amplificare după o dreaptă în planul fazelor. Astfel s-a propus ca variaţia factorului de amplificare să se facă astfel :

$$K = K_1 \text{ pentru } |\varepsilon| \geqslant \varepsilon_c,$$

$$K = K_2 < K_1 \text{ pentru } |\varepsilon| < \varepsilon_c,$$

unde ε_c este valoarea erorii pentru care are loc comutarea.

O variantă mai complicată a acestei metode constă în varierea factorului de amplificare după o dreaptă ce trece prin originea planului fazelor. În acest caz dreapta de comutare este :

$$\varepsilon + a\dot{\varepsilon} = 0$$

Această metodă necesită elemente mai simple, obţinîndu-se performanţe satisfăcătoare.

3. Metoda funcţiei de pondere

Metoda funcţiilor de pondere permite construirea unor regulatoare a căror acţiune în fiecare moment să depindă de starea sistemului. Astfel, pentru un regulator proporţional clasic, mărimea de comandă se defineşte prin relaţia :

$$x_c(t) = K_R \cdot \varepsilon(nT),$$

iar la un regulator la care se foloseşte metoda funcţiei de pondere, prin relaţia :

$$x_c(t) = K_R \cdot W(\varepsilon_n') \cdot \varepsilon(nT).$$

Se observă că, în cazul regulatorului construit după metoda funcţiei de pondere, factorul de amplificare este înmulţit cu o funcţie de pondere $W(\varepsilon_n)$ care depinde de valoarea erorii în tactul respectiv.

Metoda funcţiei de pondere trebuie să asigure obţinerea unor performanţe superioare, iar realizarea tehnică trebuie să necesite modificări minime ale structurii regulatoarelor existente şi să se bazeze pe elemente simple. În continuare se propun o serie de metode pentru construirea regulatoarelor numerice utilizînd metoda funcţiei de pondere. Metodele propuse pot fi folosite în cazul cînd mărimea de comandă are forma unor impulsuri modulate în amplitudine, durată şi frecvenţă, ceea ce acoperă cazurile de utilizare a regulatoarelor numerice.

a) *Metoda conversiei neliniare.* Prin această metodă se schimbă caracteristica modulatorului prin adăugarea unor elemente auxiliare, ca de exemplu elemente de inerţie sau alte elemente cu o funcţie de pondere cunoscută. Vom expune această metodă în cazul unui regulator numeric cu modulare în durată a mărimii de comandă. Conform figurii 1, frecvenţa f a modulatorului şi perioada de eşantionare T sînt constante. Considerăm că la intrarea modulatorului M se conectează un element de inerţie EI. În acest caz, deoarece este conectat un extrapolator E de ordin zero, rezultă :

$$\varepsilon_n' = \varepsilon(nT + t) = \text{const. pentru } 0 \leqslant t < T.$$

Ecuaţia care defineşte semnalul de comparaţie al modulatorului tensiune-durată se ia sub forma :

$$Y = K \cdot t \pm c \cdot |\varepsilon_n| \left(1 - e^{-\frac{t}{T_1}}\right). \quad (1)$$

Prima componentă a mărimii de comparaţie este un semnal sub formă de dinte de ferăstrău, iar a doua, răspunsul elementului EI. Notaţiile utilizate sînt :

K este un coeficient de proporţionalitate;
T_1 — constanta de timp a elementului de inerţie;
c — coeficientul de multiplicare al circuitului auxiliar.

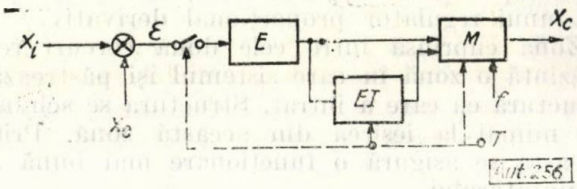


Fig. 1

Din funcţionarea modulatorului se ştie că ecuaţia care defineşte timpul de la începutul tactului este :

$$t = \frac{N'}{f}, \quad (2)$$

unde N' este numărul de impulsuri acumulat la momentul t.

Notînd cu N eroarea sub formă numerică, adică numărul de impulsuri acumulat în modulator la momentul t cînd $Y = |\varepsilon_n|$, se obţine :

$$|\varepsilon_n| = \frac{K}{f} \cdot N \pm c \cdot |\varepsilon_n| \cdot \left(1 - e^{-\frac{N}{T \cdot f_1}}\right)$$

sau sub forma :

$$|\varepsilon_n| \left[1 \mp c \cdot \left(1 - e^{-\frac{N}{f \cdot T_1}}\right)\right] = \frac{K}{f} \cdot N.$$

Dacă se defineşte factorul de proporţionalitate al regulatorului proporţional prin raportul dintre numărul de impulsuri N şi eroare, se obţin :

$$K_R = \frac{f}{k}\left[1 \mp c \cdot \left(1 - e^{-\frac{N}{f \cdot T_1}}\right)\right] = K_0 \cdot W(N),$$

unde $K_0 = \frac{f}{k}$ este coeficientul de proporţionalitate pentru regulatorul clasic, iar funcţia de pondere are expresia :

$$W(N) = 1 \pm c \cdot \left(1 - e^{-\frac{N}{f \cdot T_1}}\right).$$

Deoarece se studiază un regulator proporţional, prin varierea parametrilor c şi T_1 ai elementului cu inerţie se pot obţine diferite curbe de variaţie ale factorului de amplificare în funcţie de eroare. Astfel din figura 2 reiese că, în cazul adunării semnalului de la ieşirea elementului de inerţie cu semnalul de comparaţie al modulatorului clasic, factorul global

de amplificare va scădea cu creşterea erorii. În cazul scăderii semnalului de la ieşirea elementului de inerţie din semnalul de comparaţie al modulatorului, curbele de variaţie ale fac-

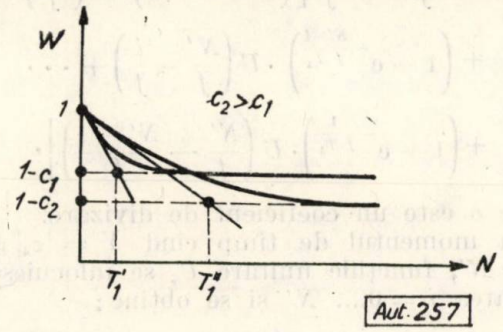


Fig. 2

torului de amplificare în funcţie de eroare au forma din figura 3. În figurile 2 şi 3 curbele au fost desenate pentru două valori c_1 şi c_2 ale coeficientului c.

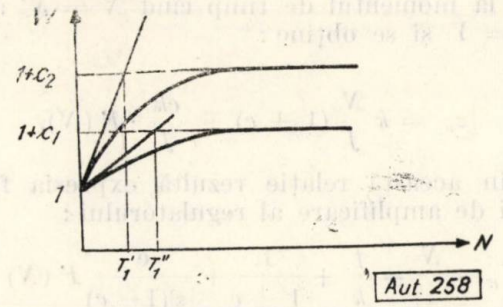


Fig. 3

Aşa cum rezultă din principiul de funcţionare al regulatoarelor numerice, calculul factorului de amplificare se face la începutul tactului. Prin urmare timpul de măsură trebuie să fie mult mai mic decît perioada de eşantionare şi deci pentru constantele de timp ale elementelor auxiliare este necesar să se aleagă valori mult mai mici decît perioada de eşantionare.

b) *Metoda variaţiei frecvenţei modulatorului.* În acest caz, frecvenţa de lucru a modulatorului este variată în timp după o anumită funcţie. Momentul de timp t se consideră de

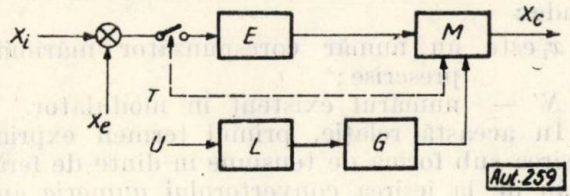


Fig. 4

la începutul tactului. Se utilizează schema bloc din figura 4 şi se consideră cazul unui regulator numeric proporţional cu mărimea de comandă sub forma unor impulsuri modulate în durată. Pentru cazul cînd se foloseşte un element L cu funcţia de transfer:

$$Y(s) = A \pm \frac{B}{1 + sT_1}, \tag{3}$$

se obţine următoarea lege de variaţie a frecvenţei la ieşirea generatorului G (U = const.):

$$f = C_1 \cdot U \cdot \left[A \pm B\left(1 - e^{-\frac{t}{T_1}}\right)\right],$$

unde C_1 este o constantă a generatorului.

Ecuaţia care defineşte mărimea de comparaţie a modulatorului este:

$$Y(t) = C_2 \int_0^t f \cdot dt = C \cdot (A \mp B) \cdot t \mp$$

$$\mp T_1 \cdot \cdot D\left(1 - e^{-\frac{t}{T_1}}\right), \tag{4}$$

unde C_2, C şi D sînt nişte constante. Dacă coeficientul de proporţionalitate al regulatorului proporţional este definit prin raportul dintre durata t_n a impulsului de comandă şi eroare, în acest caz la $t = t_n$ mărimea de comparaţie devine egală cu semnalul modulat şi va exista relaţia:

$$Y(t) = |\varepsilon(nT)|. \tag{5}$$

Înlocuind (3) în (4) se obţine:

$$K_R = \frac{1}{C(A \pm B)} + \frac{D \cdot T_1}{|\varepsilon_n| \cdot C(A \pm B)} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t_n}{T_1}}\right).$$

Deci în general prin această metodă se obţine:

$$K_R = K_0 \pm W(t_n).$$

Pentru a scoate în evidenţă particularităţile metodei, algoritmul prezentat a fost modelat pe un calculator numeric. Astfel s-au determinat valorile factorului de amplificare pentru diferite constante de timp şi pentru cele două moduri de acţionare asupra frecvenţei (semnele + sau — în relaţia (3)). Curbele obţinute sînt prezentate în figura 5. Din analiza modului de variaţie al factorului de amplificare rezultă că pentru a lucra în prima porţiune a curbelor este necesar să se aleagă în mod corespunzător valoarea constantei de timp T_1 pentru a avea un domeniu cît mai larg al erorii posibile în sistem. Curbele au fost determinate pentru cazul cînd s-au ales următoarele valori ale diferitelor constante: $A = 2$, $B = 1$, $C = 1$, $K_0 = 1$. Trebuie menţionat că s-a analizat caracteristica unui regulator cu modulare în durată a impulsurilor mărimii de comandă. Prin urmare, parametrii funcţiei de transfer a elementului L sînt aleşi în funcţie de domeniul dorit de variaţie al factorului de amplificare şi al erorii.

Metoda prezentată pentru variaţia frecvenţei modulatorului poate fi utilizată şi în cazul unor elemente cu alte funcţii de transfer decît cea adoptată.

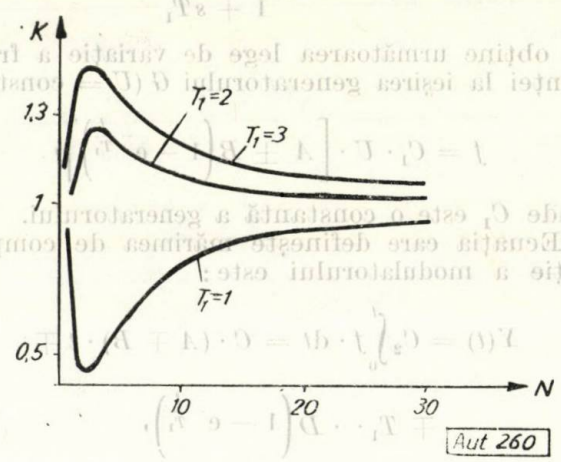


Fig. 5

c) *Metoda reacţiei.* Această metodă prevede utilizarea unui element cu o anumită funcţie de transfer la intrarea căruia se aplică mărimea de comandă, iar ieşirea acestuia se adună sau se scade cu semnalul de comparaţie al modulatorului clasic. Prin urmare mărimea de comparaţie va avea forma:

$$Y = \frac{K}{f} N' \pm C \cdot A \cdot \left(1 - e^{-\frac{N'}{f \cdot T_1}}\right).$$

Pentru $N' = N$ avem $Y(t) = |\varepsilon(nT)|$ şi se obţine relaţia:

$$|\varepsilon_n| = \frac{K}{f} N \pm C \cdot A \left(1 - e^{-\frac{N}{f \cdot T_1}}\right),$$

de unde factorul de proporţionalitate în tactul n va fi:

$$K_R = \frac{f}{K} \mp \frac{A}{|\varepsilon|_n}\left(1 - e^{-\frac{N}{f \cdot T_1}}\right) = K_0 \cdot W(\varepsilon_n). \quad (6)$$

Se observă că se obţin curbe de variaţie a factorului de proporţionalitate similare cu cazul precedent. Această metodă poate fi folosită în cazurile cînd măsurarea directă a erorii nu este posibilă.

d) *Metoda variaţiei neliniare a semnalului de comparaţie al modulatorului.* Prin această metodă, semnalul de comparaţie al modulatorului clasic se însumează cu semnalul de la ieşirea unui element de inerţie la intrarea căruia se aplică tot semnalul de comparaţie. Dependenţa neliniară care rezultă aplicînd această metodă va fi dedusă pentru două cazuri de construcţie a regulatoarelor numerice.

În primul caz sînt considerate acele regulatoare numerice la care semnalul de comparaţie al modulatorului începe de la zero.

În acest caz, ecuaţia care descrie modulatorul este:

$$Y = K\frac{N'}{f} \pm c\frac{k}{f}\left[\left(1 - e^{-\frac{N'}{f \cdot T_1}}\right) \cdot U\left(\frac{N'}{f}\right) + \cdots + \left(1 - e^{-\frac{N'-i}{f \cdot T_1}}\right) \cdot U\left(\frac{N'}{f} - \frac{i}{f}\right) + \cdots + \left(1 - e^{-\frac{1}{f \cdot T_1}}\right) \cdot U\left(\frac{N'}{f} - \frac{N'-1}{f}\right)\right], \quad (7)$$

unde c este un coeficient de divizare.

La momentul de timp cînd $Y = |\varepsilon_n|$ avem $N = N'$, funcţiile unitare U_i se înlocuiesc cu unitatea $i = 0 \ldots N'$ şi se obţine:

$$Y = K\frac{N}{f} \pm c\frac{k}{f}N \mp \frac{c}{f}k \cdot \left[1 + e^{-\frac{1}{f \cdot T_1}} + e^{-\frac{2}{f \cdot T_1}} + \cdots + e^{-\frac{N-1}{f \cdot T_1}}\right]. \quad (8)$$

Dar la momentul de timp cînd $N = N'$ avem $|\varepsilon_n| = Y$ şi se obţine:

$$|\varepsilon_n| = k\frac{N}{f}(1 \pm c) \mp \frac{ck}{f} \cdot F(N).$$

Din această relaţie rezultă expresia factorului de amplificare al regulatorului:

$$K_R = \frac{N}{|\varepsilon|} = \frac{f}{k} + \frac{1}{1 \pm c} + \frac{e}{|\varepsilon|(1 - c)} F(N) = \frac{K_0}{1 \pm c} \pm W(\varepsilon, N).$$

În cazul al doilea, regulatorul numeric are modulatorul astfel construit încît începe operaţia de comparaţie de la un număr corespunzător mărimii prescrise. Din acest motiv, ecuaţia care defineşte mărimea de comparaţie a modulatorului este:

$$Y = K\frac{x_i + N'}{f} \pm c\frac{K \cdot x_i}{f}\left(1 - e^{-\frac{N'}{f \cdot T_1}}\right) \pm \pm c \cdot \frac{K}{f}\sum_{i=1}^{N'}\left(1 - e^{-\frac{i}{f \cdot T_1}}\right) \cdot U\left(\frac{N'}{f} - \frac{i}{f}\right),$$

unde:

x_i este un număr corespunzător mărimii prescrise;

N' — numărul existent în modulator.

În această relaţie, primul termen exprimă ieşirea sub forma de tensiune în dinte de ferăstrău de la ieşirea convertorului numeric analogic. Al doilea termen exprimă reacţia circuitului auxiliar *EI* la mărimea prescrisă convertită în semnal analogic. Termenul al treilea reflectă reacţia circuitului auxiliar la semnalul sub formă de dinte de ferăstrău cu trepte.

Treptele se datoresc faptului că se ia în considerare variaţia discretă în timp a conţinutului numărătorului.

Eroarea se defineşte prin relaţia :

$$\varepsilon = \frac{K \cdot x_i}{f} - Y,$$

iar pentru $\varepsilon_n(N = N')$, înlocuind relaţia aceasta în relaţia de mai sus, care stabilea expresia lui Y, se obţine :

$$|\varepsilon_n| = \frac{KN}{f}(1 \pm c) \pm \frac{K \cdot x_i}{f} c\left(1 - e^{-\frac{N}{f \cdot T_1}}\right) \mp$$

$$\mp c \frac{K}{f} F(N).$$

Din această expresie rezultă că factorul de amplificare este dat de relaţia :

$$K_R = \frac{f}{K} \frac{1}{1 \pm c} \pm \frac{x_i}{|\varepsilon|} c \cdot \left(1 - e^{-\frac{N}{f \cdot T_1}}\right) \pm c \frac{F(N)}{|\varepsilon|}$$

sau sub forma generală :

$$K_R = K_0 \cdot \frac{1}{1 \pm c} \mp W_1(\varepsilon, N) \pm W_2(\varepsilon, N).$$

Pentru a scoate în evidenţă particularităţile metodei de variere a factorului de amplificare prin variaţia neliniară a semnalului de comparaţie al modulatorului, pe calculatorul numeric a fost programat primul algoritm. În acest scop s-au ales valorile numerice ale parametrilor regulatoarelor pentru procese lente experimentate în laborator : $f = 50$ Hz ; $T_1 = (1 - 5)$ s ; $c = (0{,}5 - 50)$; $\frac{K}{f} = 1$. Pentru aceste valori din (8) se obţine :

$$Y = N \pm \left(N' \cdot c - c \sum_{i=1}^{N'} e^{-\frac{i\,0{,}02}{T_1}}\right).$$

Experimental s-a studiat raportul :

$$K_2 = \frac{Y}{N} = 1 + K_1.$$

Pentru a studia variaţia factorului de amplificare K_1 în funcţie de eroarea de reglare s-a analizat un număr mare de variante atunci cînd N' variază de la zero la 100. S-au variat următorii parametri : constanta de timp T_1 şi coeficientul de proporţionalitate c. În figura 6 sînt prezentate curbele astfel obţinute. Se observă că metoda propusă este un mijloc eficient de variere a factorului de amplificare în funcţie de modulul erorii, notat în acest caz cu N — adică valoarea numerică a erorii. Experimental s-a dovedit că factorul de amplificare creşte cu modulul erorii cu atît mai mult cu cît este mai mare coeficientul de reacţie.

Prin urmare [variind constanta de timp T_1, coeficientul de reacţie C şi semnul reacţiei, se poate stabili domeniul de variaţie a factorului de amplificare în funcţie de modulul erorii, obţinîndu-se curbe de aceeaşi formă cu cele prezentate în figura 2 sau figura 3.

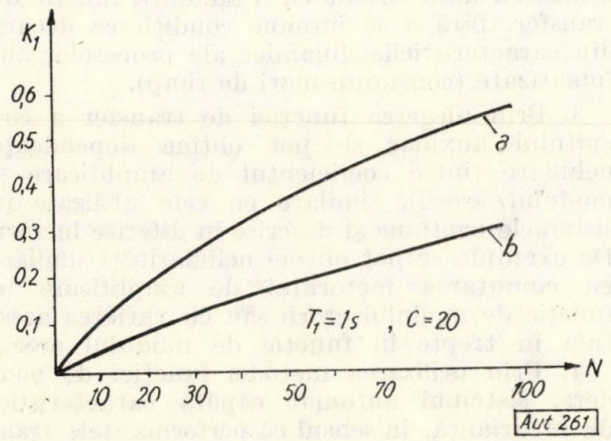


Fig. 6

Această metodă pentru varierea factorului de amplificare funcţie de modulul erorii prezintă mai multe avantaje. Spre deosebire de alte metode nu se impune ca eroarea să fie menţinută constantă pe durata unui tact prin utilizarea extrapolatorului de ordinul zero, ceea ce conferă metodei un domeniu mai larg de utilizare. Deoarece pentru realizarea constructivă în cadrul metodei este necesar un singur circuit de reacţie şi se impune numai condiţia ca organul de nul al convertorului numeric-analogic să aibă încă o intrare faţă de cazul obişnuit, reiese simplitatea constructivă a unui asemenea regulator. De asemenea, metoda poate fi aplicată şi la regulatoarele numerice la care ciclul convertorului numeric-analogic începe de la o valoare corespunzătoare mărimii prescrise.

Metoda funcţiei de pondere a fost prezentată pentru cazul cînd circuitul de corecţie reprezintă un element cu funcţia de transfer de ordinul unu. Dar pentru circuitul de corecţie pot fi alese şi alte funcţii de transfer. În funcţie de caracteristicile utilizate se pot obţine cele mai diferite neliniarităţi.

Din analiza pe calculatorul numeric a unui număr de sisteme automate care conţin cele mai diferite tipuri de regulatoare automate bazate pe utilizarea metodei funcţiei de pondere au reieşit următoarele particularităţi ale metodei propuse (v. anexa) :

1. Metoda poate fi utilizată atît în sisteme cu modularea în amplitudine a mărimii de comandă cît şi în sistemele cu modulare în durată. Din acest motiv, metoda poate fi utilizată şi în sisteme cu modulare mixtă a impulsurilor de comandă, adică în amplitudine şi în durată.

2. Metoda funcţiei de pondere este destinată în special pentru sisteme de reglare în cadrul proceselor lente. În cazul acestor sisteme este deosebit de complicat să se folosească legi complexe de reglare (PD, PD2 etc.), în timp ce metoda funcţiei de pondere prevede utilizarea unui circuit cu o anumită funcţie de transfer, fără a se impune condiţii ce decurg din caracteristicile dinamice ale proceselor automatizate (constante mari de timp).

3. Prin alegerea funcţiei de transfer a circuitului auxiliar se pot obţine dependenţe neliniare (între coeficientul de amplificare şi modulul erorii), similare cu cele utilizate în sistemele continue şi descrise în diferite lucrări. De exemplu se pot obţine neliniarităţi similare cu comutarea factorului de amplificare în funcţie de modulul erorii sau cu varierea acestuia în trepte în funcţie de modulul erorii.

4. Prin utilizarea metodei funcţiei de pondere, sistemul automat capătă caracteristici de invarianţă, în sensul că performanţele tranzitorii sînt mai puţin sensibile la variaţia factorului de amplificare sau a constantelor de timp ale procesului automatizat. Micşorarea variaţiei suprareglajului la variaţia parametrilor funcţiei de transfer a părţii fixe a fost studiată pentru un număr mare de tipuri de regulatoare şi obiecte. Deoarece lucrarea se referă la procese lente, s-a subliniat numai influenţa asupra suprareglajului, dar din exemplele analizate a reieşit că au variaţii mai mici atît timpul suprareglajului maxim cît şi timpul de reglare. Deoarece principiul metodei funcţiei de pondere se bazează pe variaţia în timp a unor mărimi, în general nu se influenţează regimul staţionar. De exemplu, amplitudinea oscilaţiilor în regim staţionar la un sistem cu modulare în durată a impulsurilor de comandă (obiect de ordinul unu şi regulator integral) nu este influenţată de utilizarea metodei funcţiei de pondere.

5. Prin metoda funcţiei de pondere se pot forma nu numai noi tipuri de neliniarităţi care sînt introduse în mod intenţionat în sistemul automat, dar şi regulatoare automate cu caracteristici speciale. Astfel se pot construi regulatoare automate proporţional integrale la care coeficienţii de acordare K_1 şi K_2 depind după legi diferite de modulul erorii.

6. Deoarece metoda funcţiei de pondere reprezintă introducerea unor operaţii suplimentare în legea de reglare, este evident că poate fi utilizată nu numai în cazul regulatoarelor numerice. Însăşi analiza unor sisteme pe calculatoare numerice denotă că metoda poate fi utilizată şi în cazul sistemelor de reglare în care se utilizează un calculator pentru reglarea numerică directă. De asemenea metoda poate fi utilizată şi în sistemele de reglare cu regulatoare mecanice, electromecanice, pneumatice etc. Aceasta deoarece se cunosc şi în cazul acestor regulatoare elemente bazate pe acelaşi principiu şi care au o anumită funcţie de transfer. Prin urmare metoda nu are un domeniu de aplicare strict limitat numai la regulatoare numerice.

7. Un avantaj principal al metodei constă în faptul că permite îmbunătăţirea performanţelor în cazul sistemelor cu modulare în durată a impulsurilor mărimii de comandă. Cunoscînd avantajele acestor sisteme şi perspectivele mari de utilizare, reiese importanţa metodelor pentru îmbunătăţirea performanţelor lor.

ANEXA

Analiza pe calculatoare electronice a metodei funcţiei de pondere

Pentru metoda propusă s-au studiat caracteristicile unor sisteme automate prin modelarea pe un calculator numeric universal. Deoarece în lucrare sînt considerate sistemele automate la care mărimea de ieşire a dispozitivului numeric de reglare reprezintă impulsuri modulate în amplitudine sau în durată, în continuare se va analiza influenţa metodei propuse asupra performanţelor pentru aceste două tipuri de sisteme. În acest scop se vor prezenta algoritmele pentru analiza acestor sisteme şi performanţele obţinute, pentru unele date concrete. La rezolvarea acestor probleme s-a utilizat un calculator numeric universal. Trebuie menţionat că utilizarea calculatoarelor numerice pentru analiza şi sinteza sistemelor automate care conţin regulatoarele numerice are următoarele avantaje principale: în primul rînd calculele pot fi efectuate cu precizie mare luînd în considerare toţi factorii principali sau secundari, ceea ce nu este posibil prin metodele clasice; în al doilea rînd, avînd în vedere viteza mare de calcul a calculatoarelor electronice moderne, este posibil ca într-un timp scurt să se rezolve un număr mare de variante. Toate aceste avantaje fac ca utilizarea calculatoarelor electronice în analiza şi sinteza sistemelor automate să prezinte mari perspective de viitor.

A. Sisteme cu modularea în amplitudine a mărimii de comandă. Urmînd metodica de analiză a diferitelor tipuri de instalaţii tehnologice şi de regulatoare automate continue, se vor prezenta algoritmele de analiză pe calculatoare numerice a sistemelor automate cu dispozitive numerice de reglare. Ca exemplu se va analiza cazul cînd se foloseşte un regulator numeric integral pentru o instalaţie tehnologică de ordinul unu.

La un regulator numeric integral cu modulare în amplitudine, mărimea de comandă se defineşte prin relaţia:

$$x_c(l) = K_1 \cdot \sum_{i=1}^{n} \varepsilon(iT),$$

pentru $nT \leqslant t < (n+1)\,T$.

Considerînd că obiectul are funcţia de transfer:

$$Y_f(s) = \frac{K_f}{1+sT_f},$$

cu ajutorul metodei spaţiului stărilor se deduce că mărimea de ieşire a sistemului automat este:

$$x_e(n+1)\,T = x_e(nT) \cdot e^{-\frac{T}{T_f}} + K_f \cdot x_c(nT) \cdot \left(1 - e^{-\frac{T}{T_f}}\right).$$

Eroarea sistemului automat este:

$$\varepsilon(nT) = K_p \cdot x_i - f[x_e(nT)],$$

unde prin K_p s-a notat valoarea coeficientului prescriptorului, iar $f[x_e]$ este o funcţie care descrie traductorul de reacţie.

Pentru regulatoarele numerice experimentale în laborator s-a considerat că precizia de fixare a mărimii prescrise şi precizia de convertire a mărimii reglate au aceeaşi valoare, şi anume unu. Deci coeficientul prescriptorului este unu, iar funcţia care descrie convertorul din reacţia sistemului de reglare este :

$$f[x_e(nT)] = F\left[x_e(nT) + \frac{q}{2}\right],$$

unde q este mărimea cuantei, iar funcţia F reprezintă operaţia prin care se ia partea întreagă a valorii dintre paranteze. În cazul cînd efectul de cuantificare este neglijabil se obţine :

$$f[x_e(nT)] = x_e(nT).$$

Dacă în construcţia dispozitivului numeric de reglare se foloseşte metoda funcţiei de pondere, atunci algoritmul prezentat mai sus rămîne valabil, schimbîndu-se numai expresia pentru calculul erorii în fiecare tact din cauza neliniarităţii. Pentru determinarea valorii numerice a erorii, în fiecare tact se rezolvă în raport cu timpul ecuaţia :

$$|\varepsilon(n)|\left[C_3 + C_1\cdot\left(1 - e^{-\frac{t}{T_2}}\right)\right] - C_2\cdot t = 0,$$

unde :

C_1 este coeficientul reacţiei auxiliare ;
C_2 — coeficientul convertorului analog numeric ;
C_3 — coeficientul de divizare a erorii.

Valoarea erorii la ieşirea neliniarităţii este dată de relaţia :

$$\varepsilon(nT) = C_2\cdot t \cdot \operatorname{sing}\varepsilon(nT)$$

Din relaţia de mai sus se vede că, în cazul cînd nu se foloseşte metoda funcţiei de pondere, eroarea rămîne neschimbată ($C_1 = 0$). Pentru a analiza variaţia performanţelor acestui sistem automat cu şi fără metoda funcţiei de pondere, pe calculator s-au rezolvat mai multe variante pentru valori numerice concrete. Astfel pe calculator s-a studiat cazul cînd la intrarea sistemului se aplică un semnal treaptă $x_i = 100$ şi parametrii sistemului au valorile : $K_f = 2$; $T_f = 100$ s ; $C_1 = 0{,}5$; $T = 20$ s ; $C_2 = 10^4$; $C_3 = 0{,}6$.

Cu ajutorul calculatorului numeric s-a determinat procesul tranzitoriu pentru 30 de perioade de timp. Din datele obţinute, în figura 7 se prezintă dependenţa suprareglajului de

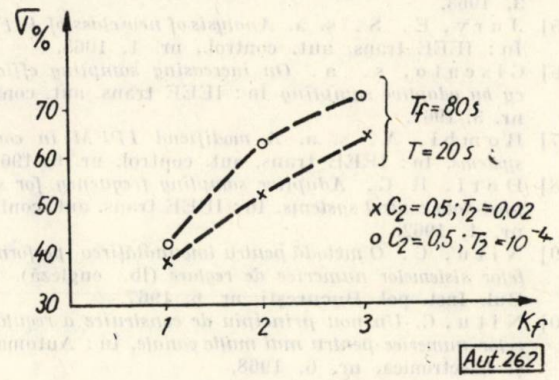


Fig. 7

variaţia factorului de amplificare K_f pentru cazul regulatorului clasic (T_2 foarte mic) şi pentru cazul cînd se foloseşte metoda funcţiei de pondere. Din figura 7 (unde punctele sînt unite în mod simbolic) reiese că suprareglajul la un regulator care utilizează metoda funcţiei de pondere este mai mic decît la un regulator clasic. Însă mai important este faptul că variaţia procentuală a suprareglajului în cazul utilizării metodei propuse este mai mică decît la un regulator clasic. De asemenea, în figura 8 se prezintă dependenţa suprareglajului de variaţia constantei de timp a obiectului pentru aceleaşi două cazuri.

B. Sisteme cu modularea în durată a mărimii de comandă. În cazul modulării în durată a mărimii de comandă, amplitudinea acesteia se consideră constantă, ceea ce corespunde numeroaselor aplicaţii cînd elementul de execuţie este de tipul motor cu turaţie constantă. Ca exemplu se va analiza un sistem cu regulator proporţional, instalaţia tehnologică avînd funcţia de transfer de ordinul doi. Acest caz este cel mai des întîlnit în practica automatizărilor industriale ca de exemplu la reglarea debitului, a temperaturii în industria energetică. Fără a pierde din generalizare se va considera că unii parametri ai regulatorului automat au valori particulare. Astfel se vor lua coeficienţii prescriptorului şi convertorului

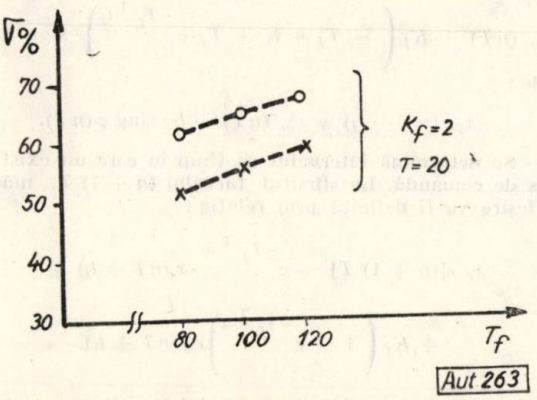


Fig. 8

egali cu unitatea. Din construcţia regulatoarelor numerice experimentate rezultă că durata t_n a impulsului mărimii de comandă este definită prin relaţia [10] :

$$t_n = \frac{\varepsilon(nT)}{f},$$

unde f este frecvenţa impulsurilor de numărare. De asemenea se consideră că perioada este definită de relaţia :

$$T = \frac{N_{max}}{f} + \tau,$$

unde N_{max} este capacitatea numărătorului decadic, iar τ este un interval de timp care se alege în funcţie de caracteristicile obiectului. De regulă, τ este cu atît mai mare cu cît procesul este mai lent, iar în calculul parametrilor de acordare se consideră o constantă la alegere. Pentru analiza acestui sistem automat se va utiliza metoda spaţiului stărilor. Astfel, din diagrama de modelare a sistemului analizat se obţine matricea Φ_1 pentru cazul cînd mărimea de comandă x_c este diferită de zero şi matricea Φ_2 pentru cazul cînd $x_c = 0$ [10].

În primul tact, durata impulsului de comandă se determină din ecuaţia modulatorului [10] :

$$\varepsilon_0 = C_2\cdot t_1$$

La momentul de timp t_1 mărimea de ieşire va avea următoarea valoare :

$$x_e(t_1) = K_f\left(-T_f + t_1 + T_f\, e^{-T_f^{-1}\cdot t_1}\right).$$

În intervalul de timp $a = T - t_1$, la ieşirea regulatorului nu există impuls de comandă. Deci la sfîrşitul primului tact mărimea de ieşire va fi definită de relaţia :

$$x_e(t) = e^{-\frac{a}{T_f}}\cdot x_e(t_1) + K_f\left(1 - e^{-\frac{a}{T_f}}\right)\cdot x_m(t_1),$$

unde $x_m(t_1) = t_1$. Eroarea după primul tact va fi :

$$\varepsilon(T) = x_i - x_e(T).$$

În tactul al doilea şi următoarele tacte se fac aceleaşi calcule pînă la terminarea procesului tranzitoriu.

— Se determină durata impulsului de comandă din ecuaţia modulatorului:

$$\varepsilon\ (nT) = C_2 \cdot t_i.$$

— Se determină mărimea de ieşire la momentul de timp $t = nT + t_i$ prin relaţia:

$$x_e\ (nT + t_i) = e^{-T_f^{-1} \cdot t_1} \cdot x_e\ (nT) + K_f \left(1 - e^{-T_f^{-1} \cdot t_1}\right) \cdot$$

$$\cdot x_m\ (nT) + K_f \left(-T_f + t_i + T_f \cdot e^{-T_f^{-1} \cdot t_1}\right) \cdot \text{sign}\ \varepsilon\ (nT),$$

unde:

$$x_m\ (nT + t_i) = x_m\ (nT) + t_i \cdot \text{sing}\ \varepsilon\ (nT).$$

— Se determină intervalul de timp în care nu există impuls de comandă. La sfîrşitul tactului $(n + 1)\ T$, mărimea de ieşire va fi definită prin relaţia:

$$x_c\ [(n + 1)\ T] = e^{-T_f^{-1} \cdot a} \cdot x_e(nT + t_i) +$$

$$+ K_f \left(1 - e^{-T_f^{-1} \cdot a}\right) x_m(nT + t_i).$$

În vederea determinării procesului tranzitoriu pentru un număr mare de variante, problema a fost programată pe un calculator electronic. La rezolvarea problemei s-a luat în considerare caracteristica statică a convertorului analog-numeric. De asemenea s-a considerat că mărimea de ieşire pentru care corespunde numărul maxim $N_{\max}$ de unităţi binare este:

$$x_{e\max} = k \cdot N_{\max}.$$

Pentru orice valoare a mărimii de ieşire mai mare decît $x_{\max}$ valoarea numerică va fi tot $N_{\max}$. Pentru acelaşi sistem automat s-a studiat influenţa metodei funcţiei de pondere asupra performanţelor.

S-a demonstrat că funcţia de pondere are forma:

$$W\ (t_i) = C_3 + C_1 \left(1 - e^{-\frac{t_i}{T_2}}\right).$$

În cazul analizat s-au introdus coeficienţii C_3 şi C_1 pentru a putea analiza un număr mare de variante. Calculele mărimilor caracteristice în fiecare tact se fac în mod similar ca în cazul regulatorului clasic, cu excepţia modului de determinare a duratei impulsului de comandă. În acest caz ecuaţia modulatorului se modifică şi, pentru determinarea duratei impulsului de comandă, se foloseşte relaţia:

$$K \cdot t_n - |\varepsilon\ (iT)| \cdot \left[C_3 + C_1 \left(1 - e^{-\frac{t_n}{T_i}}\right)\right] = 0$$

Această ecuaţie rezultă din descrierea metodei funcţiei de pondere utilizînd conversia neliniară. Problema a fost rezolvată pentru un număr mare de variante folosind un calculator electronic. Pentru regulatorul clasic şi regulatorul care utilizează metoda funcţiei de pondere s-a analizat dependenţa suprareglajului de variaţia parametrilor obiectului: a factorului de amplificare K_f şi a constantei de timp T_f. Ca exemplu, în figura 9 s-a prezentat variaţia suprareglajului în funcţie de valoarea factorului de amplificare K_f. Curbele confirmă concluziile din cazurile analizate anterior. De asemenea s-a analizat dependenţa suprareglajului de

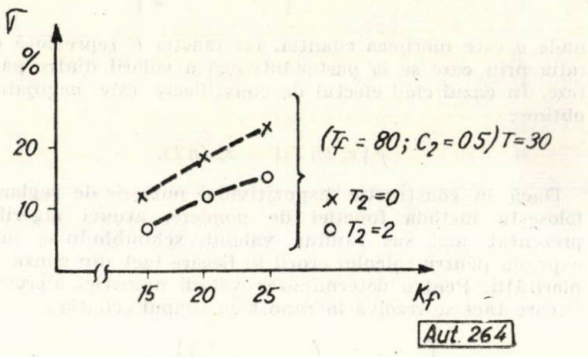


Fig. 9

valoarea constantei de timp T_2 a circuitului auxiliar. În afară de parametrii menţionaţi, s-a ales $f = 50$ Hz. Alegerea frecvenţei de numărare $f = 50$ Hz oferă mari perspective în simplificarea construcţiei regulatorului automat (proiectat în special pentru procese lente). Din acest motiv, la regulatorul numeric proporţional s-a ales, ca frecvenţă de numărare, frecvenţa reţelei.

BIBLIOGRAFIE

[1] Călin S. *Regulatoare automate. Calculul şi construcţia.* Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1967.

[2] Călin, S., Nitu, C. *Regulatorul numeric proporţional RN—1.* În: Automatica şi Electronica, nr. 1, 1968.

[3] Kuo, B. *Sisteme automate cu eşantionare.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1967.

[4] Gupta, S. G. *Increasing the sampling efficiency for a control system.* În: IEEE trans. aut. control, nr. 3, 1963.

[5] Jury, E. S. ş. a. *Analysis of new class of P.F.M.* În: IEEE trans. aut. control., nr. 1, 1965.

[6] Ciscato, ş. a. *On increasing sampling efficiency by adaptive sampling* În: IEEE trans. aut. control. nr. 3, 1967.

[7] Bombi, A. ş. a. *A modifiend IPFM in control systems.* În: IEEE trans. aut. control. nr. 6, 1967.

[8] Dorf, R.C. *Adaptive sampling frequency for sampled-data control systems.* În: IEEE trans. aut. control., nr. 1, 1962.

[9] Nitu, C. *O metodă pentru îmbunătăţirea performanţelor sistemelor numerice de reglare* (lb. engleză). În: Bul. Inst. pol. Bucureşti, nr. 6, 1967.

[10] Nitu, C. *Un nou principiu de construire a regulatoarelor numerice pentru mai multe canale.* În: Automatica şi Electronica, nr. 6, 1968.

Ing. AUREL DUMITRICĂ

Sursă de tensiune stabilizată

În unele aplicaţii, cum ar fi carotajul radioactiv, aparatura electronică este supusă unor condiţii de funcţionare foarte grele. Una dintre cele mai grele condiţii este temperatura. Temperatura din gaura de sondă poate atinge valori de 200°C, iar aparatura electronică trebuie să funcţioneze stabil la această temperatură. Una dintre măsurile care se iau în vederea unei bune funcţionări este stabilizarea tensiunii înalte care alimentează detectoarele de radiaţii cum şi a tensiunii joase de alimentare a circuitelor din componenţa aparatului.

Metodele clasice de stabilizare a tensiunii bazate pe diode Zener nu sînt suficient de eficiente la aceste temperaturi. Trebuie ales un parametru care să controleze tensiunea de alimentare şi care nu este influenţat de temperatură. Acest parametru este frecvenţa de oscilaţie a convertorului de tensiune necesar obţinerii tensiunii înalte.

Schema bloc. Frecvenţa convertorului variază liniar cu tensiunea de alimentare. Cu ajutorul unei bucle de reacţie se obţine ca la o anumită frecvenţă de oscilaţie a convertorului să corespundă o anumită tensiune de alimentare. Orice modificare a tensiunii duce la o modificare a frecvenţei care va comanda o variaţie de sens invers a tensiunii.

În figura 1 este prezentată schema bloc a sursei de tensiune. Convertorul de tensiune

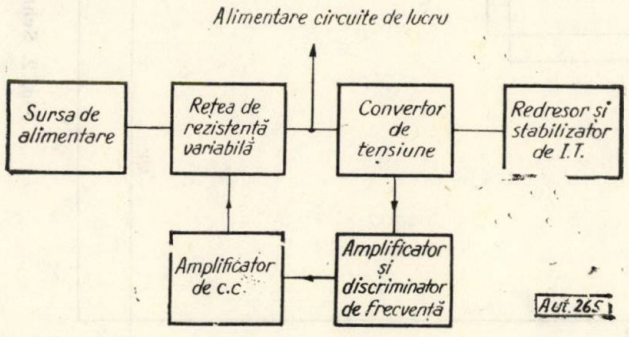


Fig. 1. Schema bloc.

este alimentat de la o reţea de rezistenţă variabilă. Bucla de reacţie este constituită dintr-un amplificator, un discriminator de frecvenţă şi un amplificator de curent continuu. Cînd tensiunea de alimentare corespunde valorii corecte, la ieşirea discriminatorului rezultă o tensiune de comandă egală cu zero. Dacă tensiunea de alimentare s-a modificat, se va modifica şi frecvenţa convertorului şi la ieşirea discriminatorului se va obţine o tensiune de comandă care va fi amplificată şi va acţiona asupra reţelei de rezistenţă variabilă în sensul reducerii variaţiei iniţiale a tensiunii.

Schema de principiu. Schema electronică furnizează două tensiuni stabilizate: una de 30 V necesară alimentării circuitelor de lucru şi alta de 1 300 V necesară alimentării detectoarelor de radiaţii. În figura 2 se arată schema de principiu a sursei de tensiune. Reţeaua de rezistenţă variabilă este formată din transistoarele T_1, T_2 şi T_3; convertorul de tensiune este format din transistoarele T_4 şi T_5. Convertorul de tensiune împreună cu circuitele de prelucrare a impulsurilor, care reprezintă radiaţiile nucleare, sînt alimentate din redresorul de tensiune D_1-D_4 cu ajutorul unui cablu de carotaj lung de 6 000 m. Cablul de carotaj (a cărui rezistenţă poate ajunge la 500 Ω) împruună cu circuitele pe care le alimentează constituie sarcina propriu-zisă a sursei de tensiune. Datorită faptului că circuitele lucrează la temperaturi de pînă la 200°C, variaţia sarcinii este foarte importantă şi ca atare se impune un sistem special de stabilizare a tensiunii sursei de alimentare la această variaţie.

Ca parametru de control s-a ales frecvenţa de oscilaţie a convertorului de tensiune, care este dată de formula aproximativă [1].

$$f = \frac{E}{8\,(n S B_{sat})}, \qquad (1)$$

unde mărimile din paranteză se referă la transformatorul de excitaţie *Tr2*.

După cum se vede, frecvenţa convertorului variază proporţional cu tensiunea de alimentare. Din relaţia (1) se poate observa că nu există nici o mărime care să fie dependentă de temperatură, acesta fiind şi motivul alegerii frecvenţei ca mărime de control.

Tensiunea de alimentare a fost aleasă de 30 V. Pentru această tensiune, frecvenţa de oscilaţie a convertorului este de 1 050 Hz. Convertorul de tensiune este de tipul cu transformator de excitaţie *Tr2*, separat saturabil. Acest tip de convertor prezintă avantajul că frecvenţa de oscilaţie este aproape independentă de sarcină. Aceasta permite ca tensiunea înaltă să fie stabilizată separat, la variaţia sarcinii (datorită mai ales divizoarelor rezistive pentru alimentarea fotomultiplicatoarelor), deoarece frecvenţa convertorului nu se modifică la variaţia sarcinii redresorului de înaltă tensiune. Redresorul de înaltă tensiune este format din diodele D_{16} şi D_9, care împreună cu condensatoarele C_8 şi C_{17} dublează tensiunea obţinută în secundarul transformatorului de

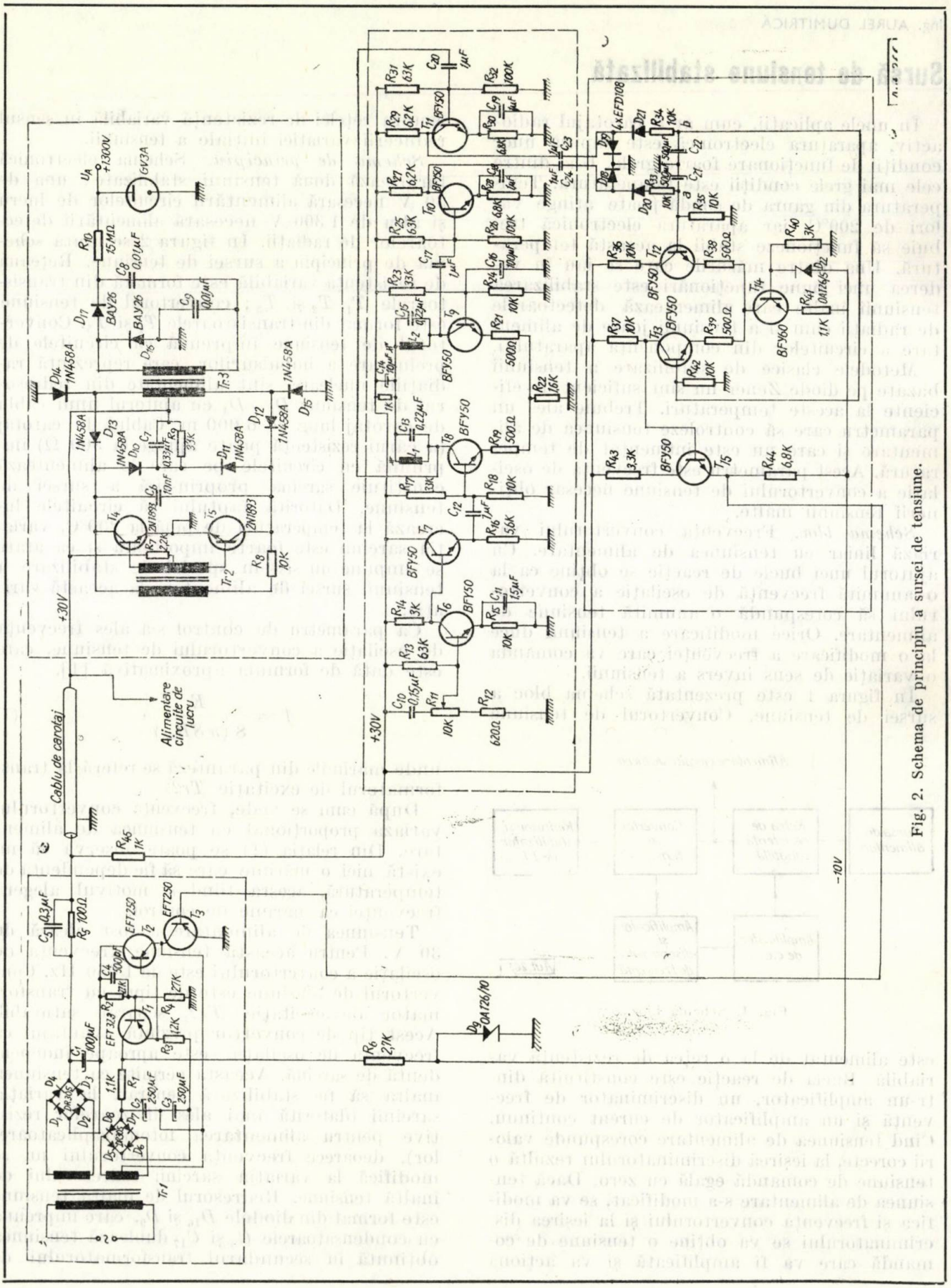


Fig. 2. Schema de principiu a sursei de tensiune.

ieşire *Tr3*. După dublare şi redresare, tensiunea continuă este stabilizată cu ajutorul unui stabilizator de înaltă tensiune cu efect corona GV3A, care cu ajutorul rezistenţei R_{10} dă un coeficient de stabilizare foarte bun, mai mare decît 250.

Diodele D_{10} şi D_{11} împreună cu rezistenţa R_9 efectuează o redresare a oscilaţiilor convertorului, astfel că pe conductorul de alimentare pozitiv apare o mică oscilaţie de amplitudine 0,3 V şi cu frecvenţa dublă faţă de frecvenţa de oscilaţie a convertorului, adică 2 100 Hz, şi care se suprapune peste tensiunea de alimentare de 30 V. Forma acestei oscilaţii este arătată în figura 3, iar în figura 4 se arată dependenţa frecvenţei acestei oscilaţii de tensiunea de alimentare a convertorului. Această frecvenţă este luată ca mărime de control în reglajul tensiunii de alimentare.

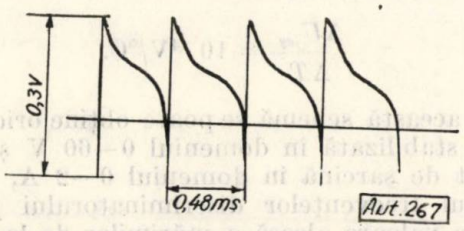


Fig. 3. Forma de undă a oscialaţiei de control.

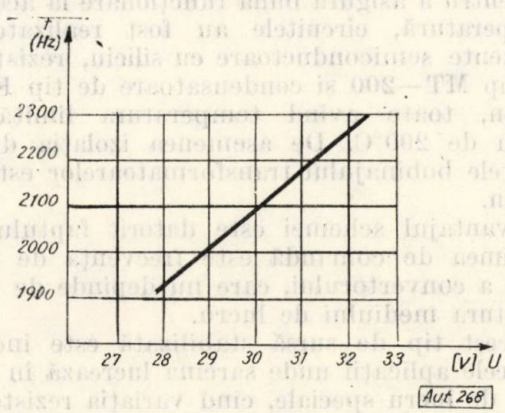


Fig. 4. Variaţia frecvenţei oscilaţiei de control funcţie de tensiunea de alimentare.

Convertorul de tensiune a fost proiectat să furnizeze în sarcină o putere de 300 mW. Transformatorul de ieşire *Tr3* are raportul de transformare 40, iar transformatorul de excitaţie *Tr2* are raportul de transformare 20. Redresorul care furnizează tensiunea de alimentare dă la ieşire 110 V, din care 30 V sînt folosiţi în sarcină, iar restul cade pe cablu şi pe reţeaua de rezistenţă variabilă.

Oscilaţia suprapusă peste tensiunea de alimentare, a cărei frecvenţă este luată ca mărime de control este culeasă de pe conductorul pozitiv al tensiunii de alimentare cu ajutorul condensatorului C_{10}; apoi ea este amplificată de transistorul T_6 şi, prin intermediul repetorului pe emitor T_7, această oscilaţie atacă discriminatorul de frecvenţă. Discriminatorul de frecvenţă [2] este constituit din transistoarele T_8 şi T_9 montate în conexiune *EC*, respectiv *BC*.

În colectorul transistorului T_8 se află un circuit acordat L_1C_{13}, pe frecvenţa de 1 900 Hz, iar în colectorul transistorului T_9 se află de asemenea un circuit acordat L_2C_{15} pe frecvenţa de 2 300 Hz. Datorită faptului că circuitele sînt acordate simetric faţă de frecvenţa de 2 100 Hz a oscilaţiei, corespunzătoare tensiunii normale de alimentare a convertorului (30 V), în colectoarele celor două transistoare se va obţine la această tensiune cîte o oscilaţie sinusoidală de amplitudini egale. Dacă frecvenţa oscilaţiei diferă de 2 100 Hz, amplitudinile oscilaţiilor obţinute în colectoarele transistoarelor T_8 şi T_9 vor diferi în funcţie de mărimea decalajului de frecvenţă.

Din colectoarele transistoarelor T_8 şi T_9 se culege cîte un semnal, de transistoarele T_{10} şi T_{11}, care au rolul de amplificatoare. După amplificare, semnalele sînt redresate de diodele $D_{18}-D_{21}$, obţinîndu-se o tensiune continuă a cărei mărime este proporţională cu mărimea decalajului de frecvenţă faţă de frecvenţa normală a oscilaţiei de intrare 2 100 Hz. În figura 5 este prezentată mărimea acestei tensiuni, măsurată între punctele *a* şi *b*, funcţie de frecvenţa oscilaţiei de la intrare. În cazul în care tensiunea de alimentare are valoarea normală de 30 V, tensiunea de ieşire, între punctele *a* şi *b*, este nulă. Dacă tensiunea de alimentare este mai mică decît 30 V, apare o tensiune pozitivă între *a* şi *b*, iar dacă este mai mare decît 30 V, apare o tensiune negativă.

Această tensiune continuă este amplificată de un amplificator diferenţial [3], format din transistoarele T_{12} şi T_{13}, alimentate cu curent constant de transistorul T_{14}. Prin intermediul repetorului pe emitor T_{15}, semnalul amplificat atacă baza transistorului T_3 al reţelei de rezistenţă variabilă.

Reţeaua de rezistenţă variabilă este formată din transistoarele T_1, T_2 şi T_3. Transistoarele T_2 şi T_3 sînt montate în serie cu sarcina redresorului, prin ele circulînd curentul de sarcină al redresorului.

În cazul în care are loc o variaţie a tensiunii pe sarcina redresorului, datorită variaţiei tensiunii de reţea sau variaţiei sarcinii, va avea loc o deviere a frecvenţei de lucru a convertorului de la frecvenţa normală şi, ca urmare, pe baza transistorului T_3 apare o tensiune care va modifica tensiunea dintre colectorul şi emitorul acestui transistor. Ca urmare se va modifica şi tensiunea pe divizorul rezistiv R_2, R_4 şi deci emitorul transistorului T_1 îşi va

schimba potenţialul faţă de masă, ceea ce va provoca modificarea tensiunii bază-emitor a transistorului T_2; în final, tensiunea colector-emitor a acestui transistor se va modifica astfel încît să devină aproximativ egală cu

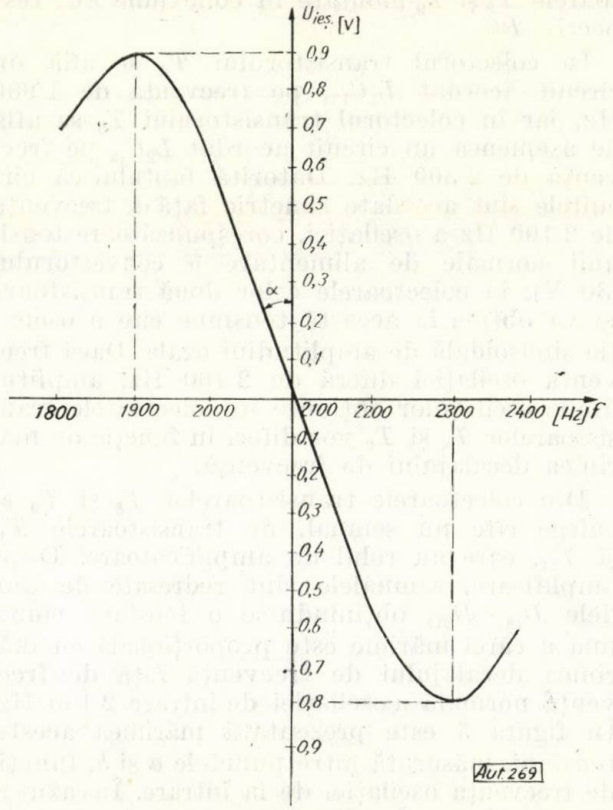


Fig. 5. Variaţia tensiunii de ieşire a discriminatorului funcţie de frecvenţa oscilatorului.

tensiunea colector-emitor a transistorului T_3. În felul acesta, variaţiile tensiunii sînt preluate în mod egal numai de transistoarele T_2 şi T_3, pe sarcina redresorului păstrîndu-se o tensiune constantă.

Coeficientul de stabilizare al tensiunii de alimentare depinde de factorul de calitate al bobinelor L_1 şi L_2. Cu cît factorul de calitate al bobinelor este mai mare, cu atît banda de frecvenţă a celor două circuite acordate poate fi micşorată şi, ca urmare, se pot apropia şi mai mult frecvenţele de acord ale celor două circuite acordate, de frecvenţa de lucru de 2 100 Hz; ca urmare unghiul α din figura 5 se micşorează, realizîndu-se astfel, pentru o mică deviere a frecvenţei convertorului, o tensiune de ieşire a discriminatorului mai mare.

Stabilitatea tensiunii de ieşire a sursei este influenţată şi de stabilitatea circuitelor din bucla de reacţie. Astfel, etajele formate de transistoarele T_{10} şi T_{11} şi amplificatorul de curent continuu, datorită derivei termice, pot acţiona asupra tensiunii stabilizate. Datorită faptului că bucla de reacţie nu lucrează în condiţii speciale, variaţia temperaturii de lucru fiind de $\pm 5 \ldots 10°C$; datorită stabilizării în curent continuu a etajelor T_{10} şi T_{11}, destul de bine realizată de rezistenţele din emitor R_{28} şi R_{30}, şi datorită faptului că amplificatorul de curent continuu este un amplificator diferenţial, influenţa buclei de reacţie asupra tensiunii de ieşire a sursei este redusă.

Coeficientul de stabilizare al tensiunii joase este de 3.10^3, iar cel al tensiunii înalte este de 250. Rezistenţa de ieşire este de 5 mΩ pentru tensiunea joasă şi de 90 kΩ pentru tensiunea înaltă. Coeficientul de temperatură al tensiunii stabilizate, cînd tensiunea de reţea şi sarcina sînt constante, este de:

$$\frac{\Delta U_{ieş}}{\Delta T} = 10^{-4} \text{V/°C}.$$

Cu această schemă se poate obţine orice tensiune stabilizată în domeniul 0—60 V şi orice curent de sarcină în domeniul 0—2 A, făcînd reglajul frecvenţelor discriminatorului pentru fiecare valoare aleasă a mărimilor de la ieşire.

Concluzii. Această schemă a dat rezultate bune la utilizarea pentru alimentarea unui dispozitiv de sondă pentru carotaj radioactiv [4], [5]. Convertorul de tensiune împreună cu circuitele de lucru au fost verificate pînă la temperatura de lucru de 150°C.

Pentru a asigura buna funcţionare la această temperatură, circuitele au fost realizate cu elemente semiconductoare cu siliciu, rezistenţe de tip MT—200 şi condensatoare de tip FT cu teflon, toate avînd temperatura limită de lucru de 200°C. De asemenea izolaţia dintre stratele bobinajului transformatoarelor este de teflon.

Avantajul schemei este datorit faptului că mărimea de comandă este frecvenţa de oscilaţie a convertorului, care nu depinde de temperatura mediului de lucru.

Acest tip de sursă stabilizată este indicat în acele aplicaţii unde sarcina lucrează în condiţii de lucru speciale, cînd variaţia rezistenţei de sarcină este mare şi greu de controlat cu mijloace obişnuite de stabilizare.

BIBLIOGRAFIE

[1] Colectiv T. Tănăsescu. *Circuite cu tranzistoare.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1961.
[2] Mayo Pettit, J. ş. a. *Electronic amplifiers circuits.* New York, McGraw-Hill.
[3] Walston, J. *Transistor circuit desing.* New York, McGraw-Hill.
[4] Dumitrică A. *Dispozitiv de sondă pentru carotaj radioactiv.* În: Petrol şi gaze (în curs de apariţie).
[5] *** *Studiu de cercetare şi experimentare în vederea aplicării carotajului radioactiv.* Arhiva IPCUP. Bucureşti, 1970.

Büromaschinen – Export GmbH Berlin
DDR – 108 Berlin, Friedrichstrasse 61
Republica Democrată Germană

Ascota

INSTALAȚIE DE MEMORAT INFORMAȚII DE MARE PERSPECTIVĂ

Pentru industrie, comerț, administrație, pentru toate sectoarele din economie

ASCOTA 071 este un aparat periferic special pentru prelucrarea electronică a datelor.

Prin decuplarea racordului de perforare, instalația de memorat informații poate fi întrebuințată și ca dispozitiv automat de contabilizare autonom.

ASCOTA 071 înseamnă :

- — un grad înalt de automatizare
- — economisire de timp
- — un aparat de capacitate superioară din RDG.

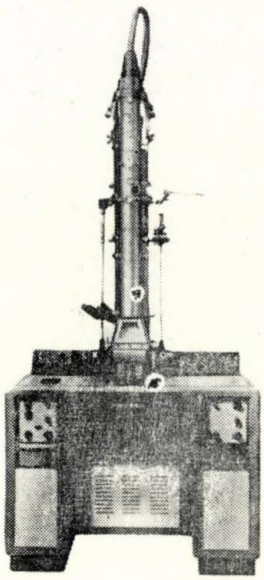
Echipat cu 2, 4 sau 6 dispozitive de soldare. Introducerea datelor și manipularea cu ajutorul unei mici claviaturi cu mare viteză de imprimare. Debitarea benzii de perforare și aparat atașabil de control al cifrelor.

PUBLICOM

KOVO PREZINTĂ NOUL

TESLA BS613

MICROSCOP ELECTRONIC



Microscopul electronic Tesla BS 613, care aparţine celor mai moderne aparate de mărire deosebită, este ideal pentru orice fel de cercetări ştiinţifice.

Avantaje :

Posibilitate garantată de mărire : 4,5 Å/punct/

Mărire vizuală : 300×

Mărire directă : 12 000 × ...250 000 × /în continuare/ etalonat cu 11 domenii de 2 500 × pînă la 250 000 ×

Tensiune de acceleraţie : 50 — 80 — 100 kV

Stabilitate : 5×10^{-6}/min

Indicaţii precise vă dă :

OVO FOREIGN TRADE CORPORATION
ECTRONICS
DUKELSKÝCH HRDINU 47
AHA-CZECHOSLOVAKIA
ex: PRAHA 283 Tel: 3801

TESLA

PUBLICOM

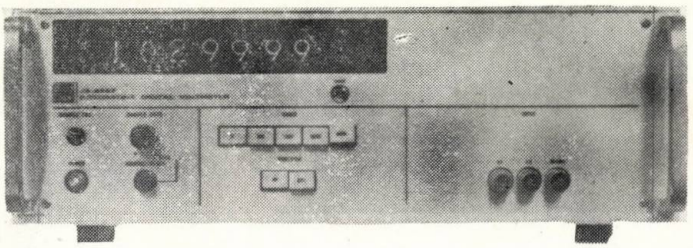
TAKEDA RIKEN

Industry Co. Ltd.
TOKYO JAPONIA

VOLTMETRU INTEGRATOR NUMERIC

TIP TR-6567

Selectare automată a domeniului de măsurat
Posibilitate de acordare la un standard naţional
Corecţie automată numerică la zero
Precizie 0,0003% ± 1 cifră
Sistem dinamic pentru extinderea scalei
Rezoluţie 10 nV
Afişare cu 7 cifre



TAKEDA RIKEN este un mare producător de aparate de măsurat numerice şi electronice.

Cîteva dintre produsele noastre:

- Contoare universale
- Contoare portative
- Sintetizatoare de frecvenţă
- Standarde de frecvenţă
- Analizatoare de frecvenţă
- Generatoare de impulsuri şi cuvinte
- Voltmetre numerice
- Aparate pentru măsurători numerice multiple
- Nivelmetre numerice
- Sisteme numerice de colectare de date
- Sisteme de colectare de date controlate cu calculator
- Înregistratoare numerice
- Locatoare de defecte la cabluri

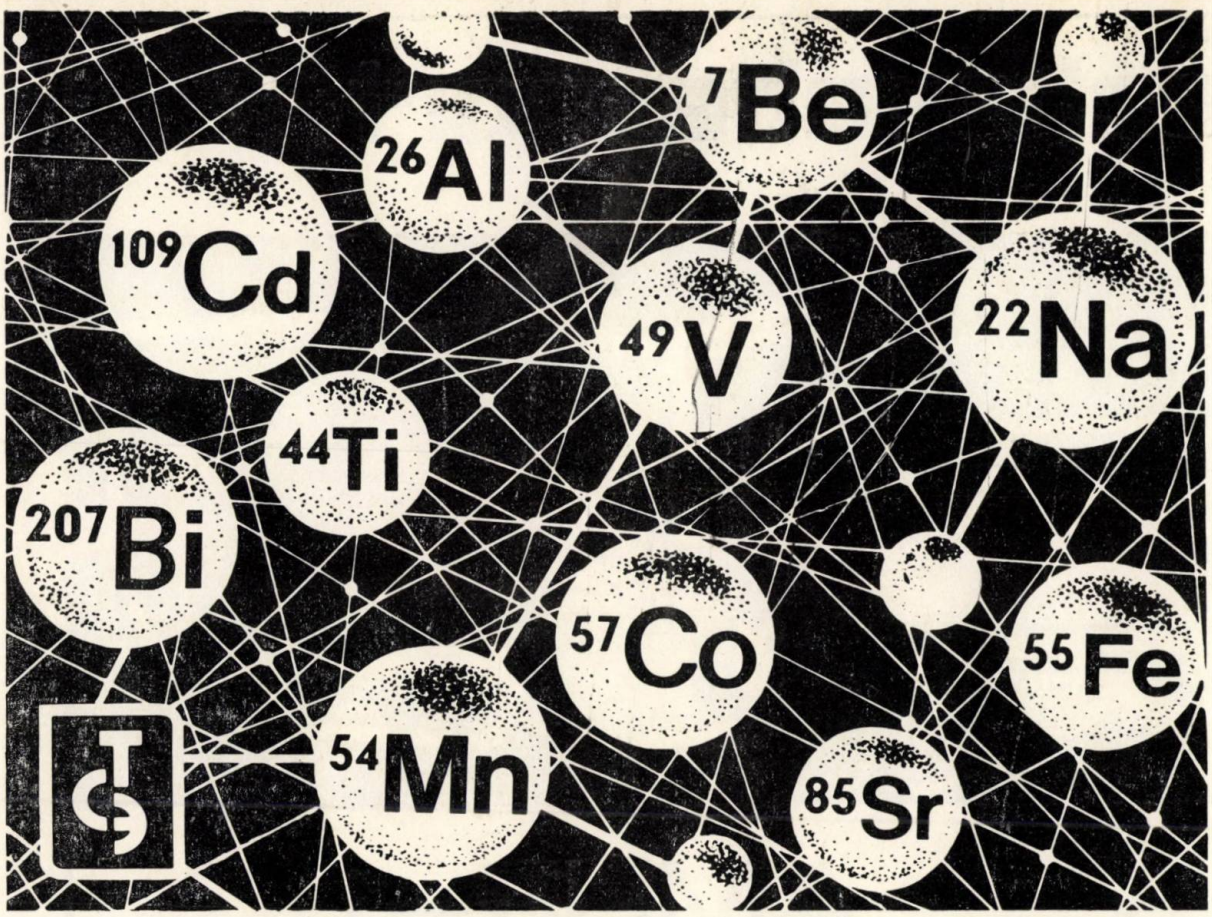
Pentru informaţii tehnice şi service, vă rugăm luaţi contact cu reprezentanţii noştri.

UNIVERSAL ELEKTRONIK IMPORT

Ges.m.b.H.

A—1080 Viena VIII. Zeltg. 3—5/1/8

PUBLICOM



V/K TECHSNABEXPORT

exportă izotopii obținuți pe ciclotron :
Be-7, Na-22, Al-26, Ti-44, V-48, V-49, Cr-51, Mn-52, Mn-54, Fe-55, Co-56, Co-57, Co-58, Sr-85, Cd-109, Bi-207 etc.
Izotopii sînt livrați sub formă de soluții apoase de săruri fără purtător cu mare puritate radiochimică.
Se expediază cataloage la cerere.

Adresa noastră :

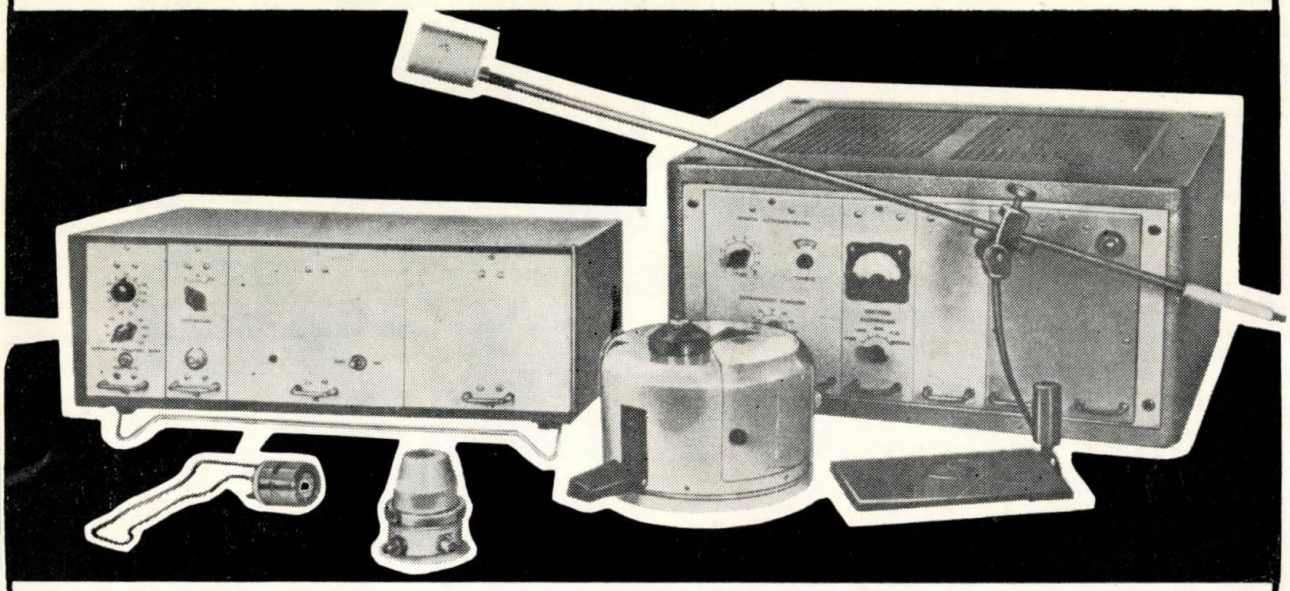
V/K TECHSNABEXPORT

Moscova G—200
Telefon: 244—32—85
Telex: 239

Techsnabexport

PUBLICOM

Techsnabexport



AMUR–1

SET DE CAPTOARE
CU DETECTOARE
DE RADIAȚIE IONIZANTĂ
CU SEMICONDUCTOARE

asigurînd

— înregistrarea și spectrometria fluxurilor de particule încărcate grele și de neutroni termici.

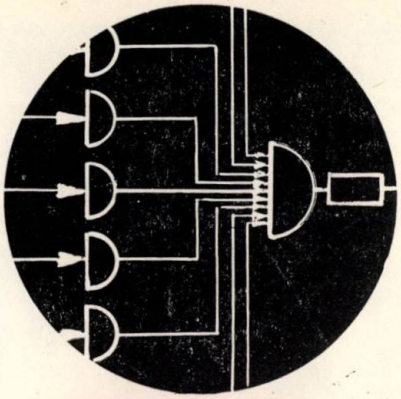
Performanțe

Rezoluție a particulelor alfa cu o energie de 5 MeV, % 1

Eficiență de înregistrare a fluxului de neutroni termici, fondul gama fiind de 100 R/h, % 0,1

Exportator :
V/K „TECHSNABEXPORT"
Moscova G–200, U.R.S.S.
Telefon : 244–32–85
Telex : 239

PUBLICOM



MICM

IPA

AUTOMATIZARE ŞI UZINE ELECTROTEHNICE NUMAI PRIN: INSTITUTUL DE CERCETĂRI ŞI PROIECTĂRI AUTOMATIZĂRI ŞI PROIECTĂRI UZINE ŞI INSTALAŢII PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

INSTITUTUL PRIMEŞTE COMENZI ŞI EXECUTĂ:

- **Cercetări în vederea elaborării elementelor şi echipamentelor de automatizare destinate asimilării în fabricaţie de serie sau produse unicat.**
- **Proiectări de instalaţii de automatizare în toate ramurile economiei naţionale.**
- **Studii, studii tehnico-economice, studii de profil pentru unităţile de producţie electrotehnică şi electronică.**
- **Proiecte de execuţie pentru investiţii din industria electrotehnică şi electronică sau pentru procese tehnologice specifice electrotehnice.**
- **Proiecte tehnice pentru utilaje specifice industriei electrotehnice şi electronice.**
- **Execuţii fizice de unicate, modele, prototipuri şi diferite produse, serii mici (microproducţie).**

BUCUREŞTI, BD. KALININ NR. 18, SECTORUL I TELEFON 33.77.22

ÎNTREPRINDEREA MONTAJ INSTALAȚII

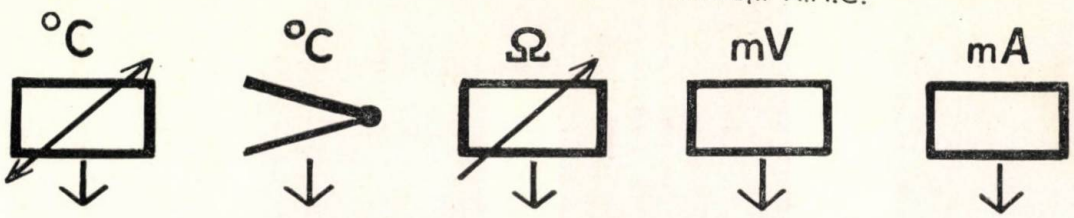
AUTOMATIZARE

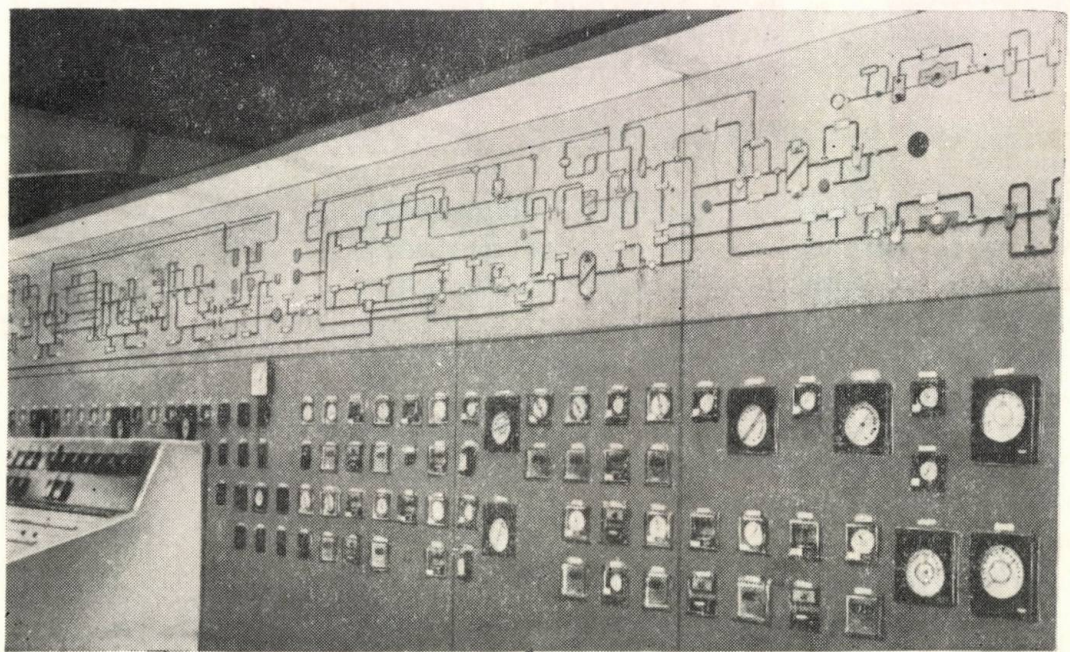
IMIA

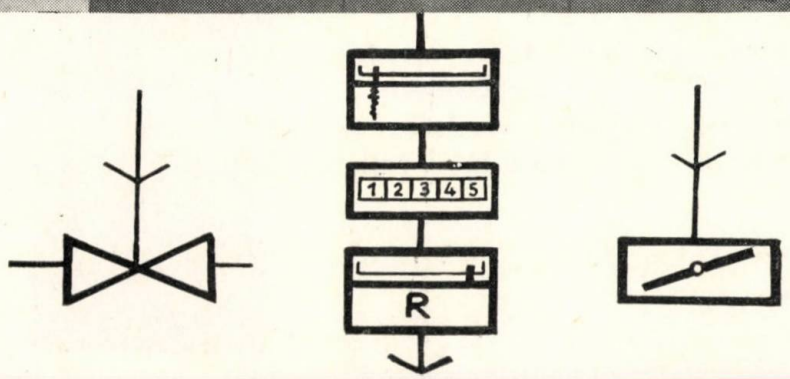
execută lucrări de montaj și punere în funcțiune la :

Automatizări complexe
Acționări electrice
Comutație secundară în stații și centrale electrice

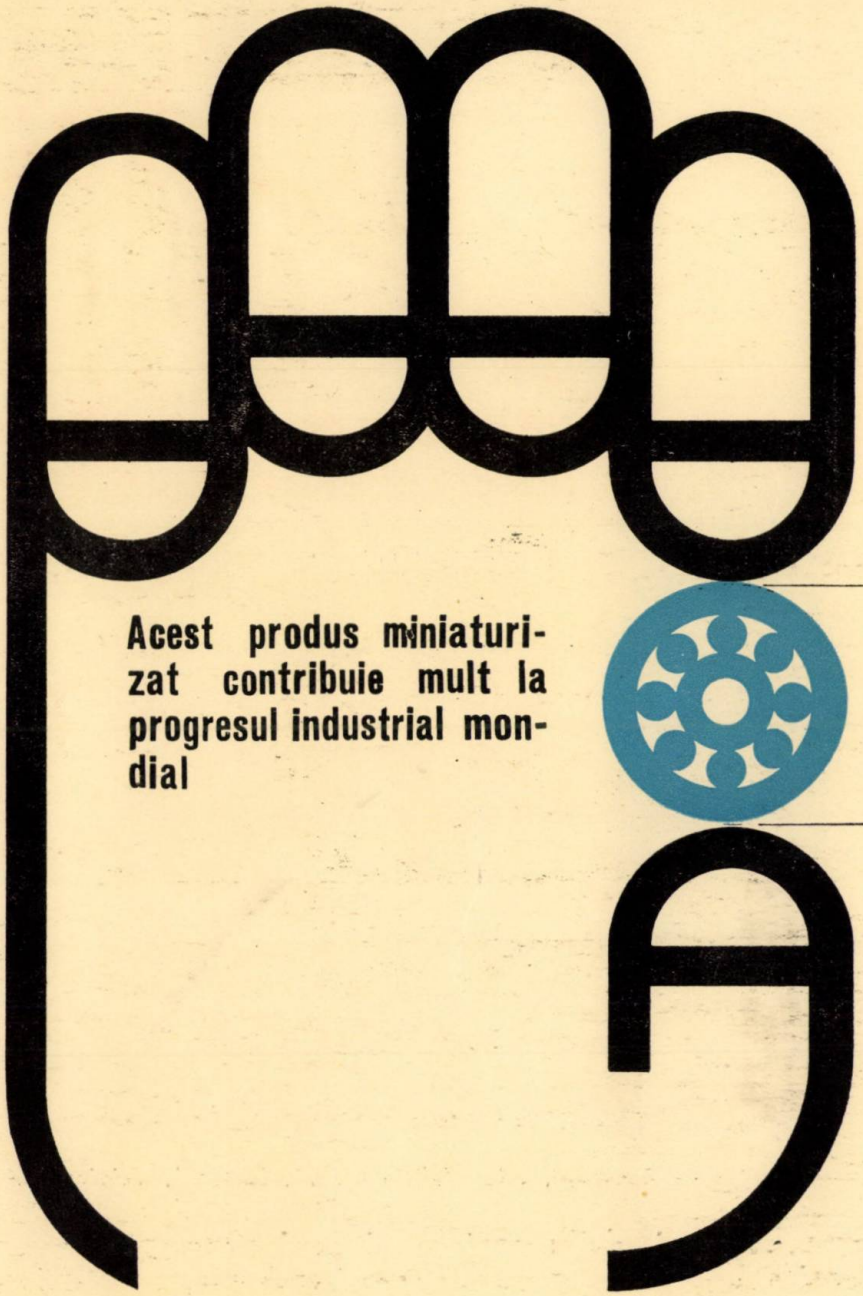
Instalații electrice de forță
Instalații de telecomandă și telesemnalizări
Instalații A.M.C.







I.M.I.A. ● București, Bd. Kalinin Nr. 18 ● telef. 33.75.32

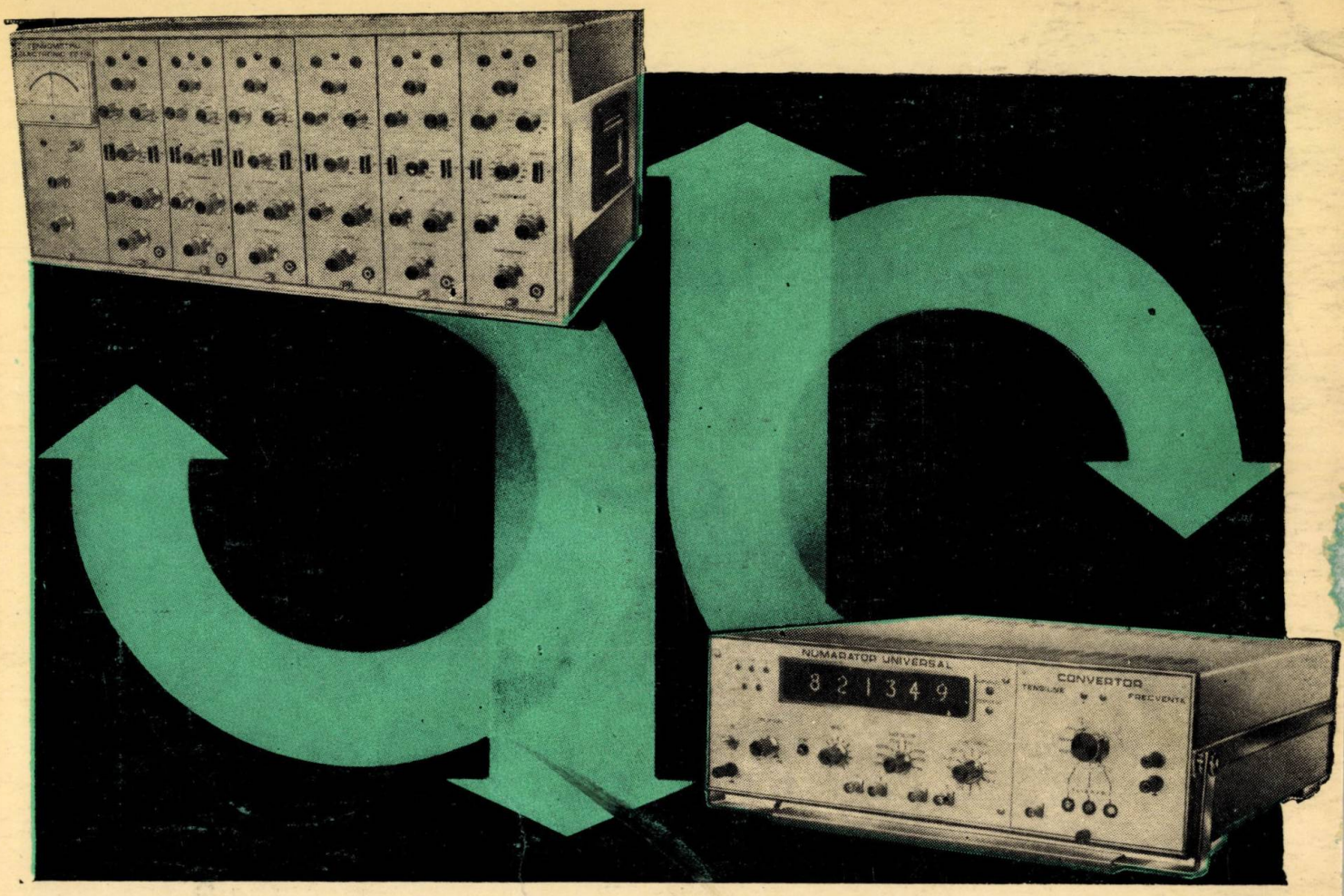


Acest produs miniaturizat contribuie mult la progresul industrial mondial

NMB

NIPPON MINIATURE BEARING CO., LTD.

No. 7, 3-chome, Ogawacho, Kanda, Chiyoda-ku, Tokyo, Japan
Telephone : (03) 293-9251～9
Telex : 222-2355 "NMBBEARINGS TOK" / Cable Address : "MINIBEACO TOKYO"



INSTITUTUL DE CERCETĂRI ŞI PROIECTĂRI PENTRU ELECTRONICĂ ŞI TEHNICĂ DE CALCUL

— București, Bdul Kalinin nr. 18, Sector 1, Telefon 33.61.91 —

- Primește comenzi de cercetare și proiectare pentru aparate și echipamente electronice de laborator sau pentru industrie, din toate sectoarele economice.
- Execută studii tehnico-economice, modele experimentale și prototipuri pentru:
  - aparate electronice de măsurat mărimi electrice
  - aparate electronice de măsurat mărimi neelectrice
  - surse de alimentare
  - echipamente de electronică industrială
  - aparate electronice pentru medicină și biologie
  - echipamente de radiocomunicații
  - piese de ferită.
- În centrul de calcul dotat cu echipament modern se execută la cerere programe în următoarele limbaje de programare:
  - FORTRAN
  - COBOL
  - ASSIRIS.

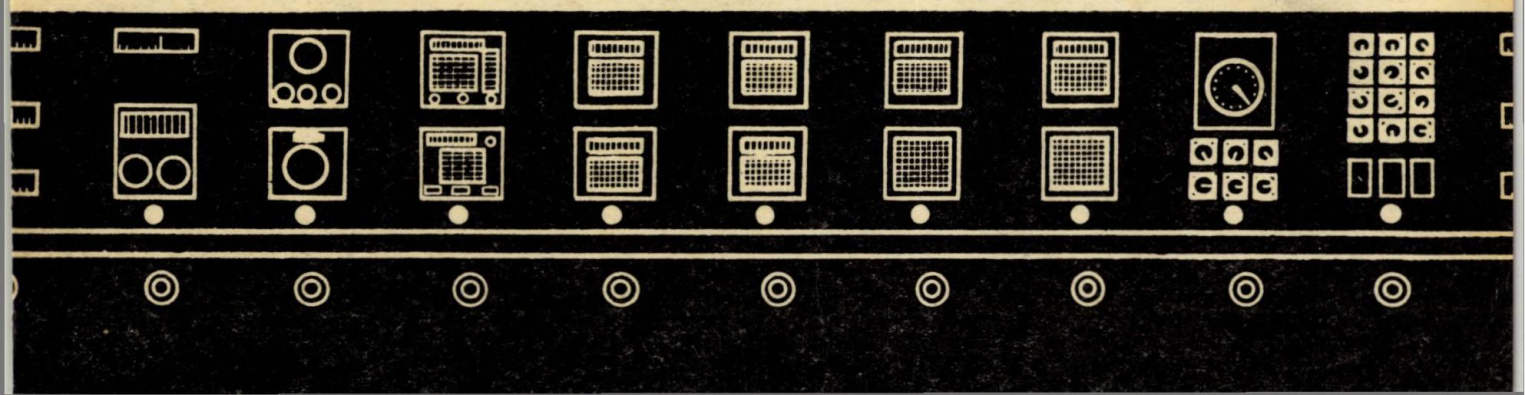
1971 SEP 1 81

E 2551

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICĂ

5

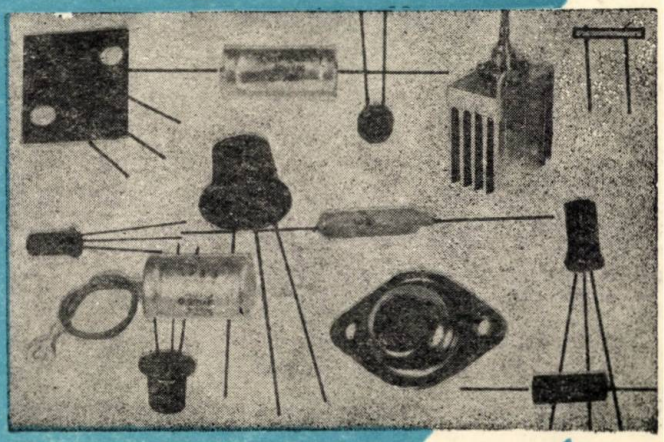
AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA ● BUCUREȘTI ● VOLUMUL 15 ● Nr. 5 ● SEPTEMBRIE — OCTOMBRIE 1971



ÎNTREPRINDEREA DE PIESE ŞI SEMICONDUCTORI — BĂNEASA
STR. EROU IANCU NICOLAE NR. 32 ROMÂNIA BUCUREŞTI II TELEFON 33.38.30 TELEX 011203 CONT VIRAMENT 300.60.200 BNRSRS. II

I. P. R. S.

β



β

bāneasa

PIESE RADIO

Rezistoare cu peliculă de carbon
Rezistoare bobinate
Termistoare
Condensatoare polistiren
Condensatoare poliester metalizat
Condensatoare hîrtie metalizată
Condensatoare hîrtie, pentru echipament auto
Condensatoare hîrtie, pentru startere
Condensatoare hîrtie, pentru antiparazitare
Condensatoare hîrtie, pentru telefonie
Condensatoare electrolitice normale
Condensatoare electrolitice miniatură
Condensatoare ceramice
Cablaje imprimate

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

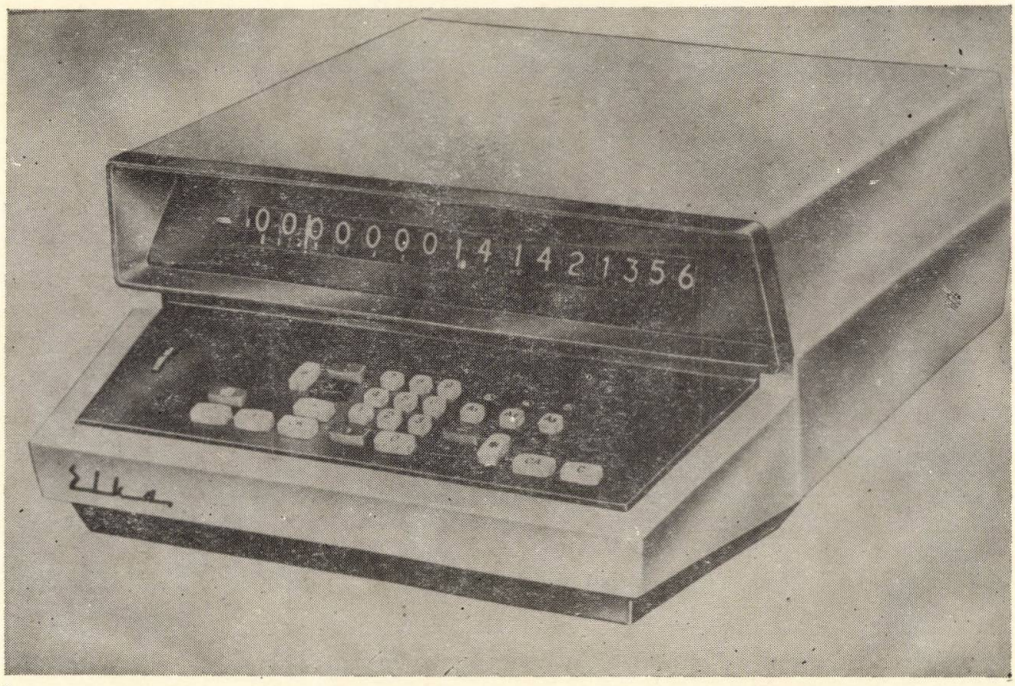
Tranzistoare cu germaniu de joasă frecvenţă
— de mică putere
— de medie putere
— de putere
Tranzistoare cu germaniu de înaltă frecvenţă
— de mică putere
— drift
Tranzistoare de putere
Diode de semnal şi comutaţie cu contact punctiform
Diode redresoare cu germaniu
Diode redresoare cu siliciu
— de mică putere
— de putere
Diode stabilizatoare de tensiune cu siliciu, de mică putere
Fotodiode cu germaniu

Vă rugăm să consultaţi cataloagele noastre.
Cabinetul tehnic, telef. 33.38.30/152.

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI — BĂNEASA
CABINETUL TEHNIC ● STR. EROU IANCU NICOLAE NR. 32 ● BUCUREŞTI ● SECTORUL 2

Electroimpex

ELECTROIMPEX S.A.R.L. — BULGARIA
SOFIA, ul. G. Washington 17
Telefon: 88-49-91
Telex: 575



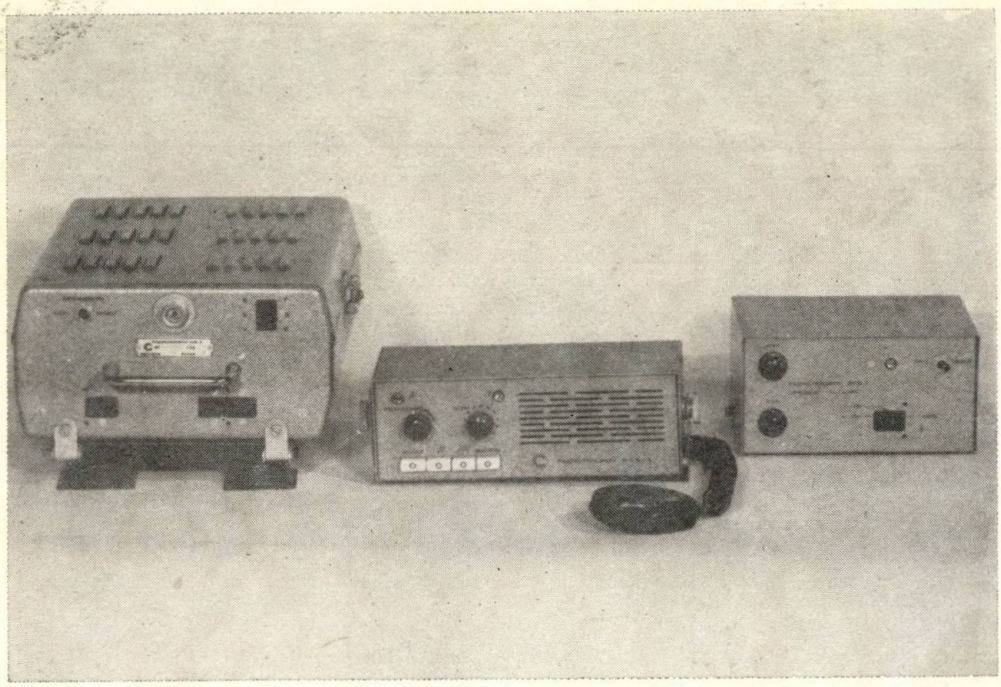
EXPORTĂ CALCULATOARE ELECTRONICE "ELKA„ 6521 DE BIROU

Conceput pentru rezolvarea problemelor tehnice și economice

ELKA 6521:

- efectuează adunarea, scăderea și extragerea rădăcinii cu numere de 16 cifre ;
- face înmulțirea și ridicarea la putere cu precizie dublă ;
- realizează adunarea și scăderea în trei registre independente ;
- execută calculul cu precizia aleasă în prealabil ;
- ordonează toate numerele și rezultatele pînă la amplasarea fixată în prealabil a virgulei și efectuează rotunjirea rezultatelor ;
- la o manipulare greșită, operația este întreruptă automat ;
- funcționează rapid și silențios ;
- oferă o mare ușurință în manevrare.

PUBLICOM



EXPORTĂ APARATE TELEFONICE AUTOMATE TA-100

confecționate din material termoplastic în diferite culori.

TA—100 sînt prevăzute cu dispozitive pentru deplasare ușoară, cu o singură mînă, și pentru permutarea garniturii microtelefonice fără întreruperea convorbirii.

Elementele principale ale telefonului sînt executate în montaje imprimate.

Cu disc de telefon fără zgomot, cu capac contra prafului, suportă mai mult decît un milion de convorbiri.

Capsula telefonică este de tip nou și realizată la cel mai înalt nivel tehnic mondial.

Șnurul este din masă plastică, în formă de spirală, la culoarea telefonului.

ELECTROIMPEX — BULGARIA
SOFIA, ul. G. Washington nr. 17
Telefon : 88—49 —91
Telex : 575

ELEKTROIMPEX

PUBLICOM

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁRES DOKUMENTÁCIÓS POLPONT 1883

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

15 (1971), nr. 5, septembrie — octombrie, p. 201 — 247

CUPRINS

CZ 681.3.07:512.83

Călin, S. :

Determinarea matricei de transformare pentru obţinerea sistemului adjunct (asociat).

Automatica şi Electronica 15, nr. 5, sept–oct 1971, p. 201–204

Se determină această matrice pentru sistemele monovariabile.

CZ 621–522

Florea, S. :

Principii de realizare a regulatoarelor fluidice.

Automatica şi Electronica 15, nr. 5, sept–oct 1971, p. 204–209

Se face o trecere în revistă a acestor principii.

CZ 681.325.6:532

Dumitrache, I. şi *Florea, S.* :

Simulator fluidic de elemente şi circuite numerice SELF-1.

Automatica şi Electronica 15, nr. 5, sept–oct 1971, p. 209–211

Cu ajutorul acestui simulator se poate face sinteza funcţiilor logice şi se poate simula un sistem de comandă cu elemente fluidice.

CZ 621–522:532

Florea, S. şi *Dumitrache, I.* :

Cercetarea experimentală a elementelor fluidice.

Automatica şi Electronica 15, nr. 5, sept–oct 1971, p. 212–218

Sînt date principalele metode experimentale pentru determinarea caracteristicilor statice şi dinamice ale elementelor fluidice.

CZ 621.039.55:532:621–522

Florea, S., Dumitrache, I., Găburici, V., Stănescu, A. şi *Ciocănescu, M.* :

Echipament fluidic pentru protecţia tehnologică a buclei de iradiere a probelor de combustibil nuclear.

Automatica şi Electronica 15, nr. 5, sept–oct 1971, p. 218–223

Echipamentul de protecţie este realizat cu elemente fluidice discrete bazate pe efectul Coandă.

CZ 621–522:681.325.6

Găburici, V. :

Unele elemente şi dispozitive fluidice noi.

Automatica şi Electronica 15, nr. 5, sept–oct 1971, p. 223–228

Se prezintă în special elemente fluidice cu funcţionare discretă utilizate în tehnica calculului numeric.

CZ 681.325.7:621.9–522

Cosmin, D. :

Sistem de comandă cu elemente fluidice de tipul amplificatorului cu turbulenţă.

Automatica pi Electronica 15, nr. 5, sept–oct 1971, p. 228–235

Amplificatorul cu turbulenţă, care stă la baza unui sistem logic de comandă a maşinilor-unelte, realizează funcţia logică NICI.

CZ 681.325.6:616–072

Bălănescu, Al. :

Neurostimulator digital programat.

Automatica şi Electronica 15, nr. 5, sept–oct 1971, p. 236–242

Neurostimulatorul este folosit la diagnosticare automată şi în cercetări fiziologice.

Noutăţi 242–245

Recenzii 246

Cronică 246–247

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 681.3.07:512.83

Кэлин, С.:

Определение матрицы преобразования для получения присоединенной системы (ассоциированной).
Automatica şi Electronica 15, № 5, сент—окт 1971, стр. 201—204

Определяется эта матрица для моновариабильной системы.

ДК 621—522

Флоря, С.:

Рринципы осуществления жидкостных регуляторов.
Automatica şi Electronica 15, № 5, сент—окт 1971, стр. 204—209

Проводится обзор этих принципов.

ДК 681.325.6:532

Думитраке, И. и *Флоря, С.:*

Жидкостный симулятор и цифровые схемы SELF-1
Automatica şi Electronica 15, № 5, сент—окт 1971, стр. 209—211

При помощи этого симулятора можно синтетизировать логические функции и симмулировать систему управления жидкостными элементами.

ДК 621—522:532

Флоря, С. и *Думитраке, И.:*

Экспериментальное исследование жидкостных элементов.
Automatica şi Electronica 15, № 5, сент—окт 1971, стр. 212—218

Приводятся основные экспериментальные методы определения статических и динамических характеристик жидкостных элементов.

ДК 621.039.55:532:621—522

Флоря, С., Думитраке, И., Гэбурич, В., Стэнеску, А. и *Чиокэнеску, М.:*

Жидкостное оборудование для технологической защиты шлейфа излучения проб ядерного горючего.
Automatica şi Electronica 15, № 5, сент—окт 1971, стр. 213—223

Защитное оборудование осуществлено с жидкостными дискретными элементами, основанными на эффекте Coandă

ДК 621—522:681.325.6

Гэбурич, В.:

Некоторые новые жидкостные элементы и приспособления.
Automatica şi Electronica 15, № 5, сент—окт 1971, стр. 223—228

Описываются, главным образом, жидкостные элементы дискретного действия, применяемые в технике вычислительной цифровой машины.

ДК 681.325.7:621.9—522

Кчсмин, Д.:

Система управления жидкостными элементами типа турбулентного усилителя.
Automatica şi Electronica 15, №5, сент—окт 1971, стр. 228—235

Турбулентный усилитель, положенный в основу логической системы управления станками, выполняет логическую функцию NOR.

ДК 681.325.6:616—072

Бэлэнеску, Ал.:

Цифровой программный невростимулятор.
Automatica pi Electronica 15, № 5, сент—окт 1971, отр. 236—242

Невростимулятор применяется при автоматическом диагностицировании и для физиологически хиссследований.

КРАТКАЯ ИНФОРМАЦИЯ 242—245

РЕЦЕНЗИИ 246

ХРОНИКА 246—247

INHALTSVERZEICHNIS

DK 681.3.07:512.83

Călin, S. :

Die Bestimmung der Umformungsmatrix zur Erhaltung des Verbundsystems.

Automatica şi Electronica 15, H. 5, Sept–Okt 1971, s. 201–204

Man bestimmt diese Matrix für die monovariablen Systeme

DK 621–522

Florea, S. :

Prinzipien zur Verwirklichung der Fluidregler.

Automatica şi Electronica 15, H. 5, Sept–Okt 1971, s. 204–209

Man bringt eine Uebersicht dieser Prinzipien.

DK 681.325.6-532

Dumitrache, I. und *Florea, S.* :

Fluidsymmulator für nummerische Elemente und Kreise SELF-1.

Automatica şi Electronica 15, H. 5, Sept–Okt 1971, s. 209–211

Mit Hilfe dieses Symmulators lässt sich die Synthese der logischen Funktionen erstellen und ein Steuersystem mit Fluidelementen ausführen.

DK 621.–522:532

Florea, S. und *Dumitrache, I.* :

Die Versuchsforschung der Fluidelemente.

Automatica şi Electronica 15, H. 5, Sept–Okt 1971, s. 212–218

Man zeigt die wichtigsten Versuchsmethoden zur Bestimmung der statischen und dynamischen Eigenschaften der Fluidelemente.

DK 621.039.55 :532:621–522

Florea, S., Dumitrache, I., Găburici, V., Stănescu, A. und *Ciocănescu, M.* :

Fluidausstattung zum technologischen Schutz der Bestrahlungsschleife von Proben der Kernbrennstoffe.

Automatica şi Electronica 15, H. 5, Sept–Okt 1971, s. 218–223

Die Schutzausstattung wird aus diskreten Fluidelementen nach dem Coandă-System ausgefführt.

DK 621–522:681.325.6

Găburici, V. :

Einige neue fluidische Elemente und Vorrichtungen.

Automatica şi Electronica 15, H. 5, Sept–Okt 1971, s. 223–228

Man zeigt vor allem fluidische Elemente des diskreten Arbeitens in der Technik nummerischen Rechnens.

DK 681.325.7:621.9–522

Cosmin, D. :

Steuersystem mittels fluidischer Elemente der Type des Wirbelverstärkers.

Automatica şi Electronica 15, H. 5, Sept–Okt 1971, s. 228–235

Der Wirbelverstärker, welcher die Grundlage eineslogischen Steuersystems der Werkzeugmaschinen bildet, erfült die Logikfunktion NOR.

DK 681.325.6:616–072

Bălănescu, Al. :

Progammierter digitaler Neurostimulator.

Automatica şi Electronica 15, H. 5, Sept–Okt 1971, s. 236–242

Der Neurostimulator dient zur automatischen Diagnostikfeststellung und bei fisiologischen Forschungen.

Neues 242–245

Buchbesprechungen 246

Chronik 246–247

CONTENTS

DC 681.3.07:512.83

Călin, S. :

Determination of the transformation matrix for the achievement of the adjoint system.

Automatica şi Electronica 15,nr. 5. sept–oct 1971, p, 201–204

The author determines this matrix for single-variable systems.

DC 621–522

Florea, S. :

Achievement of fluid regulators. Principles.

Automatica şi Electronica 15, nr. 5. sept–oct 1971, p. 204–209

The author reviews the principles on which is based the achievement of fluid regulators.

DC 681.325.6 :532

Dumitrache, I. and *Florea, S.* :

Fluid simulator of elements and digital circuits SELF-1.

Automatica şi Electronica 15, nr. 5, sept–oct 1971, p. 209–211

With the help of this simulator one can carry out the synthesis of logical functions, simulating a control system based on fluid elements.

DC 621–522 :532

Florea, S. and *Dumitrache, I.* :

Experimental research in fluid elements.

Automatica şi Electronica 15, nr. 5, sept–oct 1971, p. 212–218

The paper describes the main experimental methods for the determination of the static and dynamic characteristics of fluid elements.

DC 621.039.55:532:621–522

Florea, S., Dumitrache, I., Găburici, V., Stănescu, A. and *Ciocănescu, M.* :

Fluid equipment for technological protection of the irradiation loop in nuclear fuel tests.

Automatica şi Electronica 15, nr. 5, sept–oct 1971, p. 218–223

The protection equipment is achieved with discrete fluid elements based on Coandă effect.

DC 621–522:631.325.6

Găburici, V. :

About some new fluid elements and devices.

Automatica şi Electronica 15, nr. 5, sept–oct 1971, p. 223–228

The paper deals mainly with fluid elements, discretely operated, utilized in digital computation technique.

DC 681.325.7:621.9–522

Cosmin, D. :

Fluid elements control system of turbulence amplifier type.

Automatica şi Electronica 15, nr. 5. sept–oct 1971, p. 228–235

The turbulence amplifier, on which is based a logical control system for machine-tools, achieves the logical function NOR.

DC 681.325.6:616–072

Bălănescu, Al. :

Programmed digital neurostimulator.

Automatica şi Electronica 15, nr. 5, sept–oct 1971, p. 236–242

The neurostimulator is utilized in automatic diagnosis and physiological research work.

News 242–245

Books review 246

Chroniqe 246–247

AUTOMATICA și ELECTRONICA

REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Vol. XV (pag. 201—247) nr. 5, septembrie — octombrie București, 1971

Prof. dr. ing. S. CĂLIN

Determinarea matricei de transformare pentru obținerea sistemului adjunct (asociat)

După cum se știe, în teoria sistemelor optimale are o importanță deosebită sistemul adjunct. Dacă sistemul inițial este descris de o ecuație matriceal-vectorială de forma :

$$\dot{\underline{x}} = \underline{A}\underline{x} \tag{1}$$

(unde $\underline{x}$ este vectorul variabilelor de stare, iar $\underline{A}$ este matricea coeficienților), sistemul adjunct este descris de o ecuație de forma :

$$\dot{\underline{y}} = -\underline{A}^T\underline{y}, \tag{2}$$

fiind deci necesară o transformare prin intermediul căreia să se obțină transpusa unei matrice date.

În prezenta lucrare este determinată această matrice de transformare pentru sistemele monovariabile, fiind folosite unele proprietăți pe care le posedă matricea coeficienților în cazul exprimării ecuațiilor sub forma canonică a variabilelor de fază.

1. Forma canonică a variabilelor de fază

În cazul sistemelor liniare cu parametri invariabili, cu o singură mărime de intrare x_i și cu o singură mărime de ieșire x_e — deci monovariabile — a căror comportare este descrisă de o ecuație diferențială de ordinul n de forma :

$$\frac{d^n x_e}{dt^n} + a_{n-1}\frac{d^{n-1}x_e}{dt^{n-1}} + a_{n-2}\frac{d^{n-2}x_e}{dt^{n-2}} + \\ + \ldots + a_1\frac{dx_e}{dt} + a_0 x_e = x_i \tag{3}$$

(fără a interveni derivate ale mărimii de intrare), alegerea variabilelor de fază ca variabile de stare conduce la o ecuație matriceal-vectorială de forma :

$$\dot{\underline{x}} = \underline{A}_c\underline{x} + \underline{B}_c x_i, \tag{4}$$

unde :

$$\underline{A}_c = \begin{vmatrix} 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 & 0 \\ \cdot & & & & & \\ \cdot & & & & & \\ \cdot & & & & & \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 \\ -a_0 & -a_1 & -a_2 & \cdots & -a_{n-2} & -a_{n-1} \end{vmatrix} \tag{5}$$

și :

$$\underline{B}_c = \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ 0 \\ 1 \end{vmatrix} \tag{6}$$

Matricele $\underline{A}_c$ și $\underline{B}_c$ reprezintă tipurile specifice pentru matricea coeficienților și pentru matricea de intrare, în cazul formei canonice a variabilelor de fază (cînd în ecuația diferențială nu intervin derivate ale mărimii de intrare).

După cum se vede, forma canonică a variabilelor de fază are avantajul că este necesară o informație minimă pentru definirea matricelor $\underline{A}_c$ și $\underline{B}_c$, informație reprezentată de coeficienții $a_0, a_1, \ldots a_{n-2}, a_{n-1}$; acești coeficienți fiind coeficienții ecuației diferențiale (3), se constată că forma canonică a variabilelor de fază este strîns legată de ecuația diferențială a sistemului.

2. Proprietățile matricei de controlabilitate $\underline{Q}_c$ în cazul formei canonici a variabilelor de fază

Matricea de controlabilitate $\underline{Q}_c$ este definită de expresia :

$$\underline{Q}_c = |\underline{B}_c \ \underline{A}_c\underline{B}_c \ \underline{A}_c^2\underline{B}_c \ldots \underline{A}_c^{n-1} \ \underline{B}_c|. \tag{7}$$

Din (5) şi (6) se constată:

$$\left.\begin{aligned} \underline{B}_c &= \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{vmatrix}; \quad \underline{A}_c\underline{B}_c = \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ -a_{n-1} \end{vmatrix}; \quad \underline{A}_c^2\underline{B}_c = \underline{A}_c[\underline{A}_c\underline{B}_c] = \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ 0 \\ 1 \\ -a_{n-1} \\ -a_{n-2}+a_{n-1}^2 \end{vmatrix} \\ \underline{A}_c^3\underline{A}_c = \underline{A}_c[\underline{B}_c^2\underline{B}_c] &= \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ 1 \\ -a_{n-1} \\ -a_{n-2}+a_{n-1}^2 \\ -a_{n-3}+2a_{n-2}a_{n-1}-a_{n-1}^3 \end{vmatrix}; \ldots; \underline{A}_c^{n-1}\underline{B}_c = \begin{vmatrix} 1 \\ -a_{n-1} \\ -a_{n-2}+a_{n-1}^2 \\ -a_{n-3}+2a_{n-2}a_{n-1}-a_{n-1}^3 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \end{vmatrix} \end{aligned}\right\} \quad (8)$$

Din (7) şi (8) rezultă că matricea $\underline{Q}_c$ este o matrice triunghiulară şi simetrică, prin urmare are loc relaţia:

$$\underline{Q}_c = \underline{Q}_c^T. \quad (9)$$

Se poate verifica uşor că şi matricea:

$$\underline{A}_c\underline{Q}_c = |\underline{A}_c\underline{B}_c\ \underline{A}_c^2\underline{B}_c\ \underline{A}_c^3\underline{B}_c \ldots \underline{A}_c^n\underline{B}_c| \quad (10)$$

este simetrică, primele $n-1$ coloane fiind identice cu ultimele $n-1$ coloane ale matricei $\underline{Q}_c$, iar ultima coloană a matricei (10) având expresia:

$$\underline{A}_c^n\underline{B}_c = \underline{A}_c[\underline{A}_c^{n-1}\underline{B}_c] = \begin{vmatrix} -a_{n-1} \\ -a_{n-2}+a_{n-1}^2 \\ -a_{n-3}+2a_{n-2}a_{n-1}-a_{n-1}^3 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \end{vmatrix} \quad (11)$$

Simetria matricei (10) asigură condiţia:

$$\underline{A}_c\underline{Q}_c = |\underline{A}_c\underline{Q}_c|^T = \underline{Q}_c^T\underline{A}_c^T,$$

respectiv, având în vedere (9), se obţine:

$$\underline{A}_c\underline{Q}_c = \underline{Q}_c\underline{A}_c^T. \quad (12)$$

Sistemul fiind presupus controlabil, matricea $\underline{Q}_c$ este nesingulară, $\det \underline{Q}_c \neq 0$, şi se poate obţine matricea inversă $\underline{Q}_c^{-1}$. Ca urmare, din (12) rezultă:

$$\underline{A}_c^T = \underline{Q}_c^{-1}\underline{A}_c\underline{Q}_c. \quad (13)$$

Din (13) se constată că matricea de transformare pentru obţinerea transpusei matricei $\underline{A}_c$ este chiar matricea de controlabilitate $\underline{Q}_c$.

3. Determinarea matricei de transformare pentru obţinerea formei canonice a variabilelor de fază

Având ecuaţia matriceal-vectorială a unui sistem sub forma:

$$\dot{\underline{z}} = \underline{A}\,\underline{z} + \underline{B}\,\underline{x}_i, \quad (14)$$

în care vectorul variabilelor de stare $\underline{z}$ este diferit de vectorul $\underline{x}$ al variabilelor de fază din (4), matricele $\underline{A}_c$ şi $\underline{B}_c$ vor fi diferite de matricele $\underline{A}_c$ şi $\underline{B}_c$ din cazul formei canonice a variabilelor de fază.

Întrucît matricea de transformare care conduce la sistemul adjunct se obţine cu ajutorul matricei de transformare la forma canonică a variabilelor de fază, este necesară determinarea prealabilă a acestei matrice, notată cu $\underline{T}$.

În [1] se arată că, dacă sistemul este controlabil, matricea $\underline{T}$ există şi este nesingulară.

Prin transformarea menţionată se stabileşte relaţia:

$$\underline{x} = \underline{T}\,\underline{z}. \quad (15)$$

între vectorii $\underline{x}$ şi $\underline{z}$ din (4) şi (14), respectiv:

$$\underline{z} = \underline{T}^{-1}\underline{x}. \quad (16)$$

Din (16) şi (14) se obţine:

$$\underline{T}^{-1}\dot{\underline{x}} = \underline{A}\underline{T}^{-1}\underline{x} + \underline{B}\underline{x}_i.$$

sau, înmulţind la stînga cu $\underline{T}$:

$$\dot{\underline{x}} = \underline{T}\underline{A}\underline{T}^{-1}\underline{x} + \underline{T}\underline{B}\underline{x}_i. \quad (17)$$

Din (4) şi (17) rezultă:

$$\underline{A}_c = \underline{T}\underline{A}\underline{T}^{-1} \quad (18)$$

şi:

$$\underline{B}_c = \underline{T}\underline{B}. \quad (19)$$

Matricea de controlabilitate, pentru ecuaţia scrisă sub forma (14), are expresia:

$$\underline{Q} = |\underline{B}\ \underline{A}\underline{B}\ \underline{A}^2\underline{B} \ldots \underline{A}^{n-1}\underline{B}|. \quad (20)$$

Se poate arăta uşor că între matricele $\underline{Q}_c$, $\underline{T}$ şi $\underline{Q}$ din (7), (15) şi (20) are loc relaţia:

$$\underline{T}\underline{Q} = \underline{Q}_c. \quad (21)$$

Astfel, înlocuind în (21) expresiile pentru $\underline{Q}_c$ şi $\underline{Q}$ din (7) şi (20), rezultă:

$$\underline{T}[\underline{B}\,\underline{A}\underline{B}\,\underline{A}^2\underline{B} \ldots \underline{B}^{n-1}\underline{B}] = |\underline{B}_c\underline{A}_c\underline{B}_c\underline{A}_c^2\underline{B} \ldots \underline{A}_c\underline{B}_c^{n-1}|, \quad (22)$$

respectiv:

$$|\underline{T}\underline{B}\ \underline{T}\underline{A}\underline{B}\ \underline{T}\underline{A}^2\underline{B} \ldots \underline{T}\underline{A}^{n-1}\underline{B}| = |\underline{B}_c\ \underline{A}_c\underline{B}_c\ \underline{A}_c^2\underline{B}_c \ldots \underline{A}_c^{n-1}\underline{B}_c|. \quad (23)$$

Egalitatea primelor coloane ale celor două matrice din (23) rezultă din (19); pentru egalitatea celorlalte coloane sînt necesare egalităţile:

$$\underline{T}\underline{A}^k\,\underline{B} = \underline{A}\underline{B}_c^k \qquad (24)$$

pentru

$$k = 1, 2, \ldots n-1.$$

Înlocuind (18) în (24) se obţine:

$$\underline{T}\underline{A}^k\underline{B} = \underline{A}_c^k\underline{B}_c =$$
$$= \underbrace{\underline{T}\underline{A}\underline{T}^{-1}\cdot\underline{T}\underline{A}\underline{T}^{-1}\cdot\underline{T}\underline{A}\underline{T}^{-1}\ldots\underline{T}\underline{A}\underline{T}^{-1}}_{k\text{ ori}}\cdot\underline{B}_c =$$
$$= \underline{T}\underline{A}^k\underline{T}^{-1}\underline{B}_c, \qquad (25)$$

întrucît $\underline{T}^{-1}\underline{T} = \underline{I}$, $\underline{I}$ fiind matricea unitate.

Introducînd expresia B_c din (19) în (25) rezultă:

$$\underline{T}\underline{A}^k\underline{B} = \underline{T}\underline{A}^k\underline{T}^{-1}\underline{T}\underline{1} = \underline{I}\underline{A}^k\underline{B}, \qquad (26)$$

ceea ce demonstrează egalităţile (24), (23) şi (21).

Din (21) se obţine matricea de transformare la forma canonică a variabilelor de fază:

$$\underline{T} = \underline{Q}_c\cdot\underline{Q}^1. \qquad (27)$$

Relaţia (27) arată că pentru obţinerea matricei de transformare $\underline{T}$ este necesară matricea $\underline{Q}_c$, deci sînt necesare, conform cu (7), matricele $\underline{A}_c$ şi $\underline{B}_c$; aceasta ar presupune că, pentru determinarea matricei $\underline{T}$ (care să conducă la forma canonică a variabilelor de fază), trebuie să fie cunoscute în prealabil matricele $\underline{A}_c$ şi $\underline{B}_c$ ale acestei forme canonice.

În realitate, această cunoaştere prealabilă nu este necesară. Acest lucru poate fi arătat punînd matricea $\underline{T}$ sub forma:

$$\underline{T} = \begin{vmatrix} \underline{T}_1 \\ \underline{T}_2 \\ \underline{T}_3 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \underline{T}_{n-2} \\ \underline{T}_{n-1} \\ \underline{T}_n \end{vmatrix} \qquad (28)$$

matricele linie $\underline{T}_1$, $\underline{T}_2 \ldots \underline{T}_n$ reprezentînd liniile matricei $\underline{T}$.

Din (7) şi (8) se constată că în prima linie a matricei $\underline{Q}_c$, primele $n-1$ elemente sînt nule, iar ultimul element este egal cu unitatea; ca urmare, din (27) rezultă că prima linie a matricei $\underline{T}$, deci $\underline{T}_1$ din (28), este egală cu ultima linie a matricei Q^{-1} şi este astfel determinată cunoscînd matricea $\underline{Q}$ şi inversa $\underline{Q}^{-1}$, fără a cunoaşte matricele $\underline{A}_c$, $\underline{B}_c$ şi $\underline{Q}_c$.

Din (18) se obţine:

$$\underline{A}_c\underline{T} = \underline{T}\underline{A}, \qquad (29)$$

respectiv, cu notaţia (28):

$$\underline{A}_c \begin{vmatrix} \underline{T}_1 \\ \underline{T}_2 \\ \underline{T}_3 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \underline{T}_{n-2} \\ \underline{T}_{n-1} \\ \underline{T}_n \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \underline{T}_1 \\ \underline{T}_2 \\ \underline{T}_3 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \underline{T}_{n-1} \\ \underline{T}_{n-2} \\ \underline{T}_n \end{vmatrix} \underline{A} = \begin{vmatrix} \underline{T}_1\underline{A} \\ \underline{T}_2\underline{A} \\ \underline{T}_3\underline{A} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \underline{T}_{n-2}\underline{A} \\ \underline{T}_{n-1}\underline{A} \\ \underline{T}_n\underline{A} \end{vmatrix} \qquad (30)$$

După cum se constată din (8), înmulţirea matricei $\underline{A}_c$ cu o matrice coloană determină o deplasare în sus a termenilor coloanei respective; în consecinţă, înmulţirea matricei $\underline{A}_c$ cu matricea $\underline{T}$, conform cu (29), provoacă o deplasare în sus a liniilor matricei $\underline{T}$.

Ca urmare, aplicarea acestei concluzii la primul şi ultimul termen din relaţia (30) conduce la egalităţile:

$$\left.\begin{aligned} \underline{T}_2 &= \underline{T}_1\underline{A} \\ \underline{T}_3 &= \underline{T}_2\underline{A} = \underline{T}_1\underline{A}^2 \\ &\cdot \\ &\cdot \\ &\cdot \\ \underline{T}_{n-1} &= \underline{T}_{n-2}\underline{A} = \underline{T}_1\underline{A}^{n-2} \\ \underline{T}_n &= \underline{T}_{n-1}\underline{A} = \underline{T}_1\underline{A}^{n-1} \end{aligned}\right\} \qquad (31)$$

Relaţiile (31) permit determinarea tuturor liniilor matricei $\underline{T}$ cu ajutorul primei linii $\underline{T}_1$ (egală cu ultima linie a matricei $\underline{Q}_{-1}$) şi al matricei $\underline{A}$, fără a fi deci necesară cunoaşterea matricelor $\underline{A}_c$, $\underline{B}_c$, $\underline{Q}_c$ ale formei canonice a variabilelor de fază.

Problema determinării matricei $\underline{T}$ de transformare la forma canonică a variabilelor de fază a fost tratată, pe căi diferite, şi în [1, 2, 3, 4, 5].

4. Determinarea matricei de transformare pentru obţinerea transpusei unei matrice

După cum s-a menţionat, pentru obţinerea sistemului adjunct, conform cu (1) şi (2), este necesară o transformare care să permită obţinerea transpusei unei matrice date.

Notînd cu $\underline{A}$ matricea dată şi cu $\underline{N}$ matricea de transformare pentru obţinerea matricei transpuse $\underline{A}^T$, matricea $\underline{N}$ poate fi determinată pornind le la relaţiile (13), (18) şi (27).

Astfel, înlocuind (18) în (13) se obţine:

$$\underline{Q}_c^{-1}\,\underline{T}\underline{A}\underline{T}^{-1}\underline{Q}_c = \underline{A}_c^T \qquad (32)$$

şi avînd în vedere (27) rezultă:

$$\underline{Q}_c^{-1}\underline{Q}_c\,\underline{Q}^{-1}\underline{A}\,[\underline{Q}_c\underline{Q}^{-1}]^{-1}\underline{Q}_c = \underline{A}_c^T$$
$$\underline{Q}^{-1}\,\underline{A}\,\underline{Q}\underline{Q}^{-1}\underline{Q} = \underline{A}_c^T,$$

respectiv:

$$\underline{Q}^{-1}\,\underline{A}\,\underline{Q} = \underline{A}_c^T. \qquad (33)$$

În [1] relaţia (33) este obţinută pe baza teoremei Cayley-Hamilton.

Din (33) se obţine:

$$\underline{A}_c = [\underline{Q}^{-1}\underline{A}\,\underline{Q}]^T = \underline{Q}^T\underline{A}^T\underline{Q}^{-1T}. \qquad (34)$$

Înlocuind (18) în (34) rezultă:

$$\underline{T}\underline{A}\underline{T}^{-1} = \underline{Q}^{T}\underline{A}^{T}\underline{Q}^{-1T},$$

respectiv:

$$\underline{A}^{T} = \underline{Q}^{-1T}\underline{T}\,\underline{A}\,\underline{T}^{-1}\underline{Q}^{T}. \qquad (35)$$

Notînd:

$$\underline{N} = \underline{Q}^{-1T}\,\underline{T}, \qquad (36)$$

respectiv:

$$\underline{N}^{-1} = [\underline{Q}^{-1T}\,\underline{T}^{T} = T^{-1}\,\underline{Q}^{T}, \qquad (37)$$

expresia (35) capătă forma:

$$\underline{A}^{T} = \underline{N}\,\underline{A}\,\underline{N}^{-1}, \qquad (38)$$

matricea $\underline{N}$ fiind astfel matricea de transformare pentru obţinerea transpusei unei matrice date $\underline{A}$.

Din (36) şi (37) se constată că, pentru obţinerea matricei $\underline{N}$, este necesară cunoaşterea matricei de controlabilitate $\underline{Q}$ şi a inversei $\underline{Q}^{-1}$, matricea $\underline{T}$ fiind obţinută — conform celor menţionate la punctul 3 — cu ajutorul matricelor $\underline{Q}^{-1}$ şi A.

5. Concluzii

Din lucrare rezultă faptul că, pentru a fi obţinută matricea de transformare care să permită obţinerea sistemului adjunct, este necesară condiţia de controlabilitate a sistemului dat iniţial, pentru a putea fi determinată matricea $\underline{Q}^{-1}$. Apare astfel o legătură interesantă între conceptele de optimalitate şi controlabilitate.

BIBLIOGRAFIE

[1] Popov, V. M. *Hiperstabilitatea sistemelor automate.* Bucureşti, Ed. Academiei R.S.R., 1966.
[2] Ramsvami, B., Ramar, K. *Transformation to the phase-variable canonical form.* În: IEEE trans. on automatic control AC—13, 6, 1968.
[3] Silverman, L. M. *Transformation of time-variable systems to canonical (phase-variable) form.* În: IEEE trans. on automatic control AC—11, 2, 1966.
[4] Chidambara, M. R. *The transformation to (phase-variable) canonical form.* În: IEEE trans. on automatic control AC—10, 4, 1965.
[5] Mufti, I. H. *On the reduction of a system to canonical (phase-variable) form.* În: IEEE trans. on automatic control AC—10, 2, 1966.

Conf. dr. ing. S. FLOREA

Principii de realizare a regulatoarelor fluidice

Echipamentele de automatizare pneumatice cu piese mobile funcţionînd pe principiul compensării forţelor, utilizate în prezent la reglarea proceselor, sînt rezultatul unei întregi evoluţii, sub aspect constructiv şi funcţional, pe care acestea au cunoscut-o în ultimul deceniu.

Cu toate perfecţionările importante aduse, unele neajunsuri ale regulatoarelor pneumatice, ca existenţa pieselor mobile, a clapetelor sensibile la dezechilibrări, a membranelor şi burdufurilor avînd caracteristici modificabile în timp, nu au putut fi totuşi eliminate, ceea ce limitează într-o oarecare măsură domeniul lor de aplicaţie.

Regulatoarele pneumatice folosind componente fluidice elimină în mare parte aceste neajunsuri. În construcţia acestor regulatoare se utilizează diverse tipuri de elemente fluidice active şi pasive, asemănătoare din multe puncte de vedere cu cele electronice. Elementul de bază la cele mai multe regulatoare fluidice îl constituie amplificatorul operaţional. Acesta se obţine prin interconectarea în serie a trei sau mai multe etaje de amplificare, la care se conectează circuite operaţionale cu structuri determinate [4].

O dată obţiuute amplificatoarele operaţionale fluidice de tip P, I şi D, teoretic se pot realiza regulatoare fluidice capabile să prelucreze informaţiile după legi de reglare mai complexe, ca PI, PD, PID, prin însumarea componentelor fundamentale.

La realizarea practică a regulatoarelor apare însă necesitatea rezolvării unor probleme dificile, unele dintre ele nefiind rezolvate încă complet. Dintre problemele mai spinoase menţionăm:

— reproducerea cît mai exactă a legilor de reglare PI şi PID;

— compararea mărimii de intrare cu mărimea de ieşire într-un element fluidic pasiv sau activ;

— obţinerea unei presiuni de referinţă care trebuie să varieze în timp după o anumită lege (constantă, după un program dat);

— realizarea unei amplificări în putere a semnalelor de presiune;

— asigurarea unor performanţe dinamice corespunzătoare (lăţime de bandă, caracteristică de frecvenţă în circuit deschis etc.).

Prin particularităţile lor, elementele fluidice cu acţiune continuă sînt folosite în special în construcţia dispozitivelor de prelucrare a informaţiilor şi mult mai puţin în construcţia etajelor finale amplificatoare de putere.

În lucrarea de faţă ne propunem să prezentăm principiile care stau la baza realizării regulatoarelor fluidice cu amplificatoare jet-jet.

Cele mai importante aplicaţii, cel puţin pînă în prezent, ale elementelor jet-jet sînt legate de construcţia blocurilor de reglare care pot realiza diverse funcţii.

În ultimii ani au fost experimentate cu succes cîteva tipuri de regulatoare fluidice şi s-a obţinut o experienţă importantă în utilizarea acestora la reglarea parametrilor din unele instalaţii specifice.

De la început trebuie arătat că cele mai multe regulatoare care se găsesc prezentate în literatura de specialitate sînt mai degrabă scheme de reglare automată, alcătuite dintr-o serie de blocuri active şi pasive care rezolvă local şi particular specificaţiile de proiectare impuse circuitului de reglare, decît regulatoare propriu-

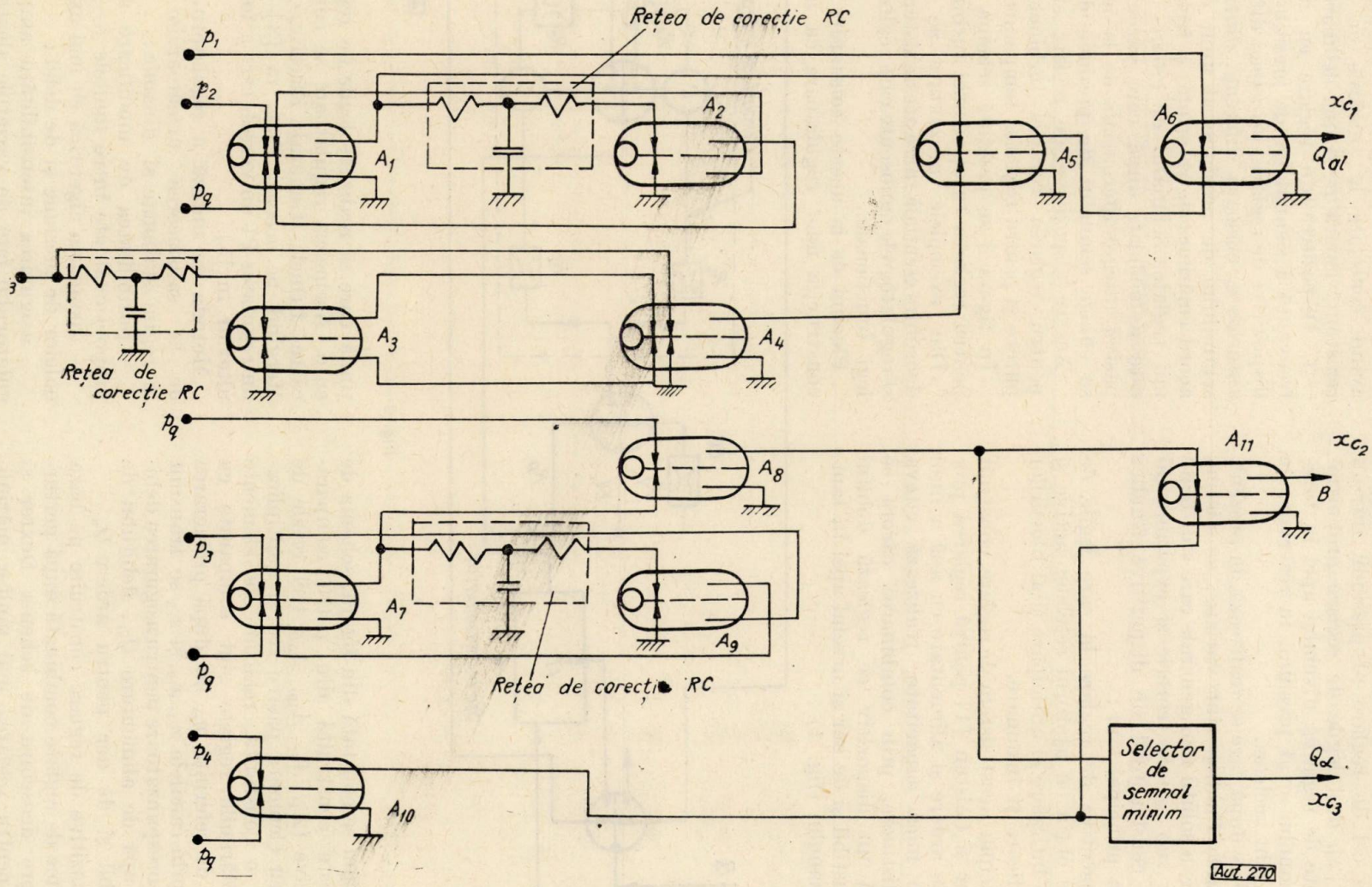

Rețea de corecție RC
p_1
p_2
p_q
A_1
A_2
A_5
A_6
x_{c_1}
Q_{al}
3
A_3
A_4
Rețea de corecție RC
p_q
A_8
A_{11}
x_{c_2}
B
p_3
A_7
A_9
p_q
Rețea de corecție RC
p_4
A_{10}
p_q
Selector de semnal minim
Q_{α}
x_{c_3}
Aut. 270

Fig. 1

zise cu funcţionalitate generală. Astfel dispozitivul de reglare cu elemente fluidice al cazanelor de abur de mică putere [1] este complet diferit de cel de reglare al presiunii într-un rezervor [2], deşi legile de reglare proporţionale cerute de reglarea nivelului apei în tamburul cazanului şi al presiunii în rezervor, de exemplu, sînt aceleaşi.

Principiile după care se realizează, în prezent, regulatoarele fluidice sînt variate; se disting totuşi cîteva soluţii mai generale care sînt luate în studiu sub aspect teoretic şi experimental de către constructorii de dispozitive fluidice şi care în principal sînt:

1. Dispozitive de reglare la care legile de reglare se obţin cu ajutorul reţelelor active şi pasive de întîrziere şi anticipare şi al blocurilor de amplificare şi însumare.

În principiu acest sistem de reglare, construit de Dexter şi Colston [1] pentru reglarea procesului de ardere şi alimentare cu apă a unui cazan de mică capacitate, realizează cîteva funcţii distincte, prin combinarea cărora se realizează un dispozitiv ce reglează debitul de combustibil şi de aer şi nivelul apei în tamburul cazanului (fig. 1).

Una dintre particularităţile soluţiei o constituie principiul de realizare al comparatorului EC, care este realizat cu un amplificator jet-jet avînd conectate la intrările de comandă o rezistenţă liniară R_l şi una neliniară R_n.

3. Dispozitive de reglare cu modulare în frecvenţă a semnalelor de presiune. Asemenea dispozitive de reglare, principial diferite de cele anterioare, măsoară diferenţa dintre frecvenţa semnalului de presiune al unui diapazon de acord (mărimea de referinţă) şi frecvenţa mărimii reglate. Semnalul de eroare în frecvenţă este demodulat, după care parcurge o reţea pasivă integro-diferenţială de la ieşirea căreia se culege semnalul de presiune de comandă.

Aceste dispozitive de reglare sînt utilizate pentru reglarea turaţiei turbinelor de mică putere şi pentru reglarea temperaturii.

În figura 3 se prezintă schema simplificată pentru reglarea turaţiei unei turbine [6].

Din exemplele prezentate se constată o deosebire esenţială între aceste sisteme de reglare şi regulatoarele cunoscute care realizează diverse legi funcţionale.

Plecînd de la aceste constatări s-a urmărit construcţia unor regulatoare cu acţiune con-

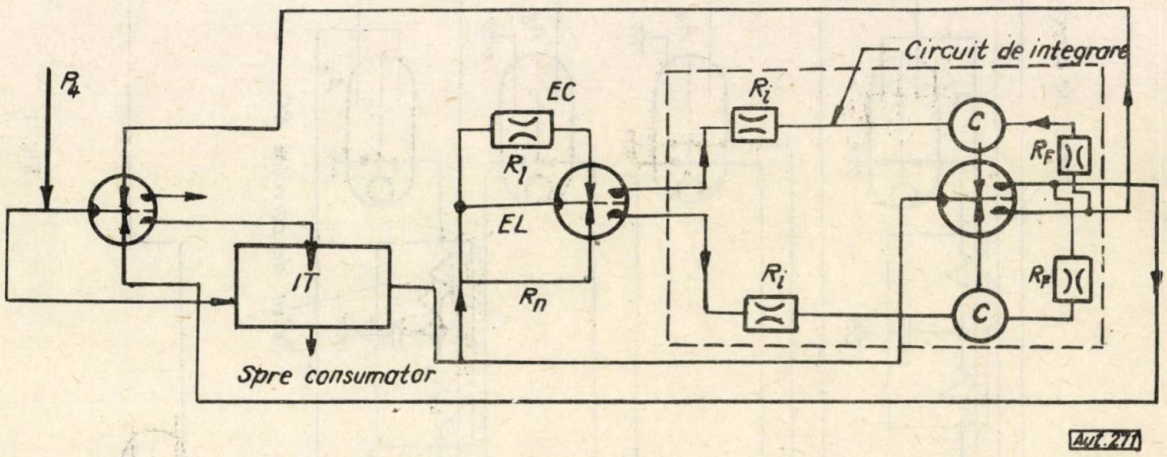


Fig. 2

După cum se constată din figură, schema de reglare este construită din patru comparatoare active (A_1, A_7, A_{10}, A_5), trei reţele de corecţie cu elemente pasive RC şi multiplicatoare cu o constantă, realizate cu elemente jet-jet. Mărimile reglate sînt comparate cu mărimile de referinţă p_q, iar după prelucrarea erorilor, prin canalele x_{c1}, x_{c2}, şi x_{c3} se transmit comenzi corespunzătoare pentru asigurarea debitului de apă de alimentare Q_{al}, debitului de combustibil şi de aer pentru ardere Q_α.

2. Dispozitive de reglare construite pe baza unei scheme de reglare combinată după perturbaţie. Spre deosebire de schema Dexter şi Colston, pentru reglarea mai multor mărimi, White [2] a realizat un sistem de reglare a presiunii într-un recipient, cu blocuri funcţionale P şi I, aşa cum se arată în figura 2.

tinuă care să realizeze legile de reglare cunoscute. Asemenea regulatoare se construiesc de către firmele General Electric, Honeywell. Mergînd pe aceeaşi linie, în [3] se propune un regulator PI universal, care a fost dezvoltat ulterior în [5].

Metoda de sinteză a regulatorului a pornit de la satisfacerea următoarelor specificaţii, în regim staţionar şi dinamic:

— posibilitatea de modificare a bandei de proporţionalitate între limitele 5—100%;

— însumarea algebrică cît mai exactă a semnalelor de presiune şi de debit;

— asigurarea insensibilităţii amplificării regulatorului faţă de variaţiile aleatorii ale presiunii de alimentare şi ale impedanţei de sarcină;

— obţinerea unui semnal de ieşire, de putere, în limitele standardizate, capabil să acţioneze

un element de execuţie pneumatic cu membrană.

Etapele sintezei cu îndeplinirea acestor specificaţii sînt legate în primul rînd de alegerea circuitelor funcţionale ale regulatorului, iar pe de altă parte de proiectarea propriu-zisă a reţelelor fluidice. În figura 4 se prezintă circuitele funcţionale ale regulatorului.

Blocul principal îl constituie un amplificator operaţional cu cinci etaje, care are un factor de amplificare în putere de aproape 3200, un raport semnal-zgomot de 120 : 1. La ieşirea amplificatorului sînt prevăzute capacităţi stabilizatoare de valoare mică, care produc o frecvenţă de tăiere în lanţ deschis de 220 rad/s şi o margine de fază de 55°.

La blocul principal se conectează un circuit operaţional de întîrziere-anticipare care aproximează legea proporţional integrală. Reţelele de intrare şi reacţie sînt separate de restul circuitului prin intermediul unor amplificatoare de separare care au o impedanţă de intrare de 30 de ori mai mare decît aceea a unui amplificator cu devierea jetului obişnuit.

Aplicînd tehnica uzuală de la studiul amplificatoarelor operaţionale electronice şi folosind notaţiile din schema reprezentată în figura 5 obţinem :

$$
\begin{aligned}
-\Delta p_1 &= \frac{1}{1+R_1C_1s}\,\Delta p_i,\\
-\Delta p_2 &= \frac{1}{1+R_2C_2s}\,\Delta p_0,\\
-\Delta p_0 &= -K_p\,p_3,\\
\frac{\Delta p_1-\Delta p_3}{R_i}&+\frac{\Delta p_2-\Delta p_3}{R_{c2}}=\frac{\Delta p_3}{R_{c1}}.
\end{aligned}
\tag{1}
$$

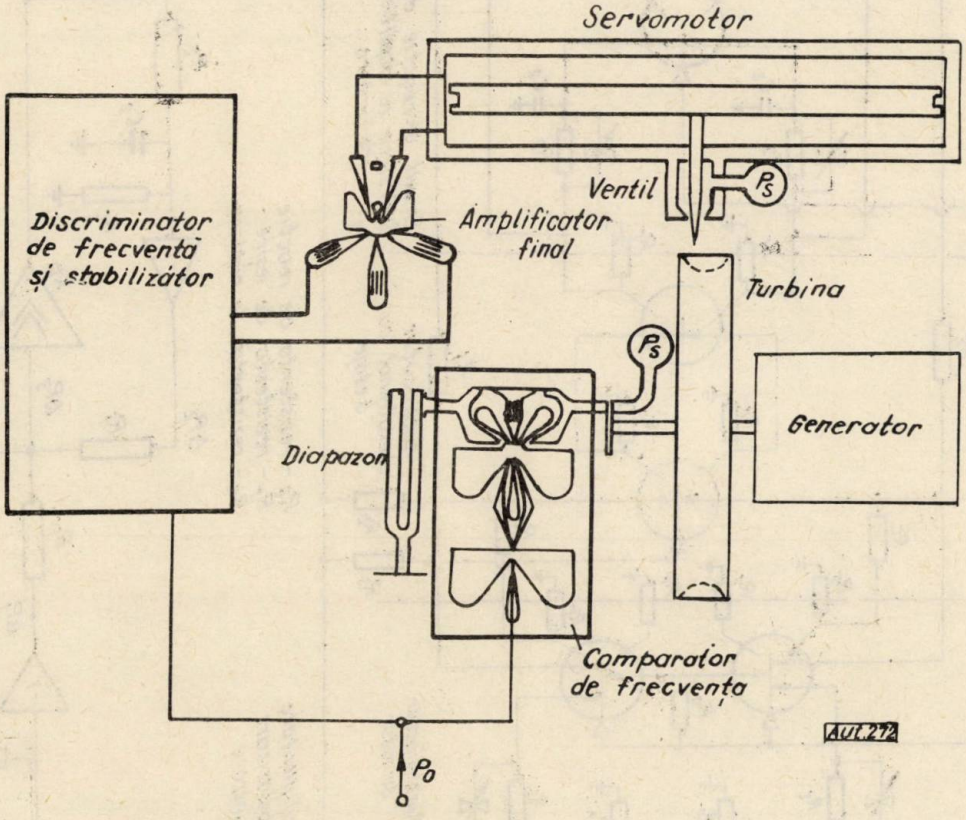
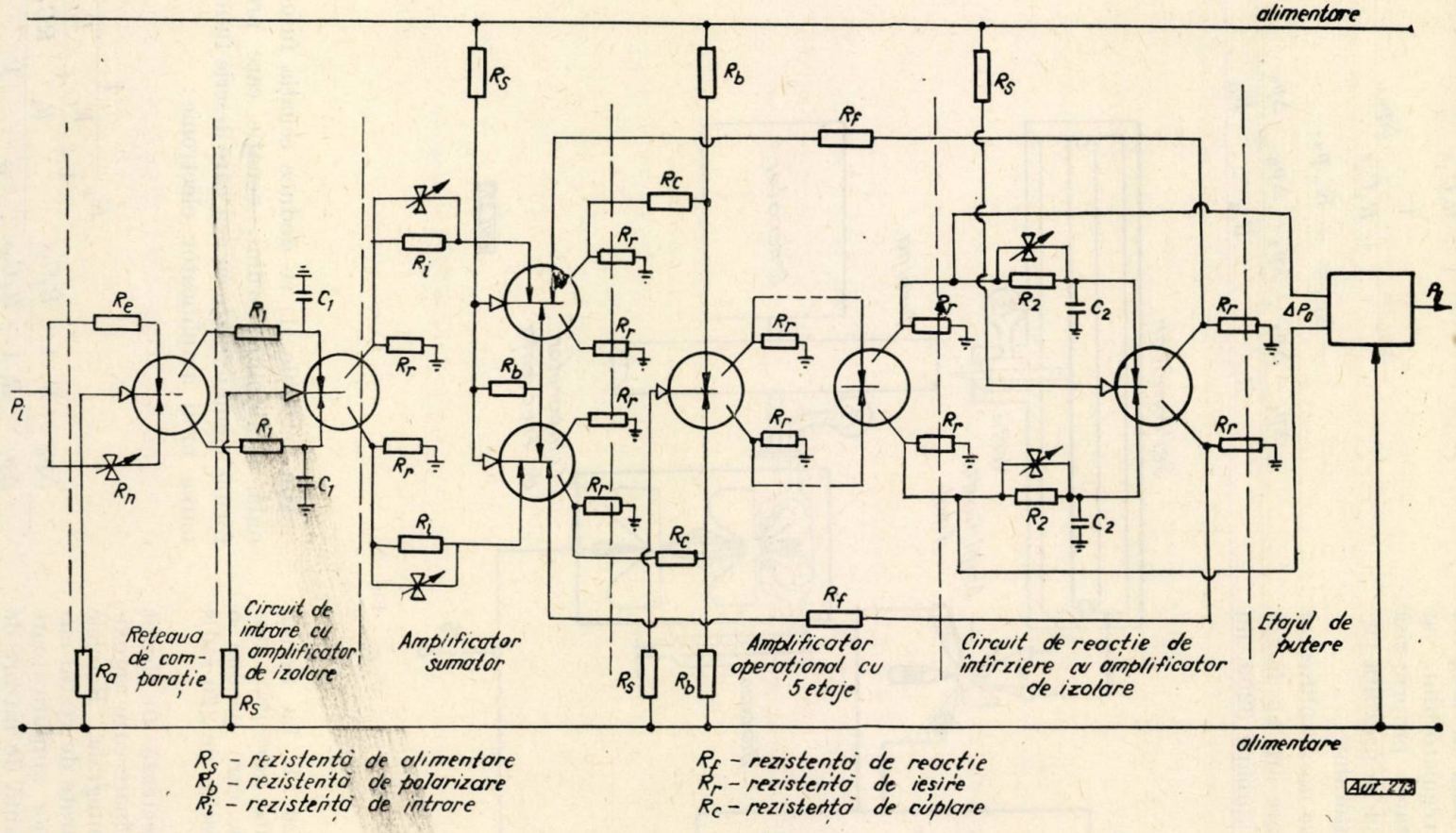


Fig. 3

Din ecuaţiile (1) se deduce ecuaţia funcţională a amplificatorului, ecuaţie care are o formă asemănătoare cu cea care descrie funcţionarea unui amplificator electronic :

$$
-\frac{\Delta p_0}{\Delta p_i}=\frac{R_f}{R_i}\,\frac{1+R_1C_1s}{1+R_2C_2s}\,\frac{K_p\dfrac{1}{1+\dfrac{R_f}{R_i}+\dfrac{R_f}{RC_1}}}{1+K_p\dfrac{1}{1+\dfrac{R_f}{R_i}+\dfrac{R_f}{RC_1}}}.
\tag{2}
$$



R_s – rezistență de alimentare
R_b – rezistență de polarizare
R_i – rezistență de intrare
R_f – rezistență de reacție
R_r – rezistență de ieșire
R_c – rezistență de cuplare

Fig. 4

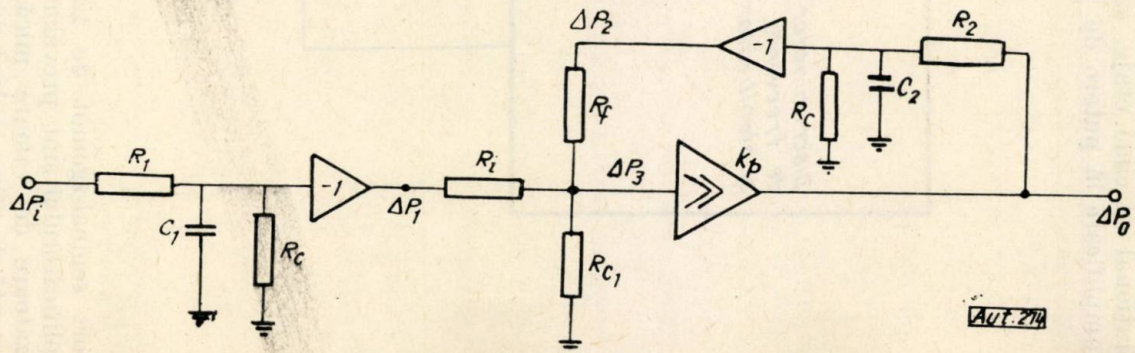


Fig. 5

Dacă

$$K_p \gg 1 \text{ şi } \frac{R_{c2}}{R_{c1}} \gg 1,$$

atunci :

$$-\frac{\Delta p_0}{\Delta p_i} = \frac{R_f}{R_i} \frac{1+R_1C_1s)}{(1+R_2C_2s)}, \qquad (3)$$

Prin impunerea condiţiei $R_2C_2 \gg 1$ obţinem în final :

$$\frac{\Delta p_0}{\Delta p_i} = \frac{R_f}{R_i} \frac{R_1C_1}{R_2C_2}\left(1 + \frac{1}{R_1C_1s}\right) \qquad (4)$$

sau :

$$Y_R = \frac{\Delta p_0}{\Delta p_i} = K_R\left(1 + \frac{1}{T_is}\right), \qquad (5)$$

unde :

$$K_R = \frac{R_f}{R_i} \cdot \frac{R_1C_1}{R_2C_2},$$

$$T_i = R_1C_1.$$

Un alt circuit al regulatorului îl reprezintă reţeaua de comparaţie, realizată cu amplificator jet-jet şi două rezistenţe una liniară şi alta neliniară, conectate la intrările elementului activ şi alimentate la presiunea obţinută de la traductorul mărimii reglate. Presiunea de referinţă este obţinută la intersecţia caracteristicilor căderii de presiune pe rezistenţele pneumatice, funcţie de debit.

La ieşirea amplificatorului operaţional se cuplează un releu pneumatic cu membrană, care are rolul de a amplifica în putere semnalul de comandă, la un nivel suficient de capabil să acţioneze elementul de execuţie.

Regulatorul fluidic prezintă o serie de avantaje potenţiale faţă de schemele de reglare prezentate în diferite lucrări de specialitate. Dintre acestea menţionăm :

posibilitatea de utilizare în circuitele de reglare a temperaturii, presiunii, debitului şi nivelului ; în acest scop se pot întrebuinţa traductoare pneumatice clasice sau fluidice, cuplate la regulator prin intermediul unor adaptoare de presiune ;

interdependenţa redusă dintre valoarea factorului de amplificare şi constanta de integrare ;

Viteza de răspuns satisfăcătoare pentru toată gama de procese lente reglate.

BIBLIOGRAFIE

[1] Dexter, E., Colston, I. *Pure fluid for ship's boiler.* În : Control engineering, nr. 9, 1964.

[2] White, H. *Fluidic pressure regulation using a resistance set point.* Proc. fluid amplification symposium, 4 oct. 1965.

[3] Florea, S. *Contribuţii la studiul elementelor fluidice de tipul jet-jet pentru dispozitive de automatizare şi de calcul.* Teză de doctorat, 1969.

[4] Florea, S. *Principii de realizare a amplificatoarelor operaţionale cu elemente fluidice.* În : A.M.C., nr. 16, 1971.

[5] Florea, S., Dumitrache, I., Stănescu, A. *Fluidic controller for slow processes in chemistry.*

[6] Bowles, R., Dexter, E. *A second generation of fluid system applications.* Symposium HDL, 1965.

Dr. ing. I. DUMITRACHE şi dr. ing. S.FLOREA

Simulator fluidic de elemente şi circuite numerice Self—1

Cercetările teoretice şi experimentale, efectuate mai mulţi ani la Institutul politehnic Bucureşti asupra elementelor fluidice discrete funcţionînd pe principiul ataşării jeturilor la pereţi solizi (efectul Coandă) şi al interacţiunii aerodinamice a jeturilor de aer, au făcut posibilă realizarea unei game însemnate de elemente tip active şi pasive pentru circuite de calcul numeric.

Dintre elementele realizate menţionăm : bistabile R—S, bistabile cu intrare de numărare, SAU—NICI, ŞI, monostabil cu trei ieşiri, diode fluidice etc.

Principiile constructive şi funcţionale ale acestor elemente, cum şi unele aplicaţii ale lor, au fost prezentate în mai multe lucrări [1, 2, 3]. Obţinerea acestor elemente a fost posibilă în urma elaborării unei metodologii de proiectare optimă unitară [2] şi de cercetare experimentală.

Pe această bază au fost proiectate şi realizate elementele cu geometrii optime şi cu parametrii funcţionali care asigură o bună comportare a acestora în regim staţionar şi dinamic.

Geometriile determinate asigură o funcţionare stabilă a elementelor, un consum minim de energie, un domeniu de liniaritate mare, şi caracteristici dinamice bune la frecvenţe ridicate.

Parametrii funcţionali, determinaţi pe baza unor criterii de performanţă stabilite apriori, asigură elementelor la geometriile stabilite o bună recuperare în debit şi presiune, amplificări însemnate, insensibilitate la sarcină (perturbaţii) şi timpi de răspuns mici.

Pe lîngă rezolvarea acestor probleme importante, a fost stabilită şi o tehnologie de fabricaţie pentru aceste elemente la posibilităţile de care dispunea laboratorul.

Sistemul de elemente fluidice unificat, pasive şi active, realizat în laboratorul de „Echipamente de automatizare hidraulice, pneumatice şi fluidice" al Facultăţii de automatică din Institutul politehnic Bucureşti, funcţionează cu aer comprimat la presiuni de alimentare cuprinse între 0,03—0,3 kgf/cm².

Pentru toată plaja de variaţie a presiunii de alimentare se obţin performanţele impuse în funcţionarea elementelor în regim staţionar şi dinamic.

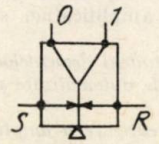
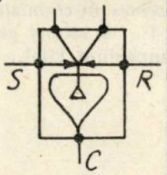
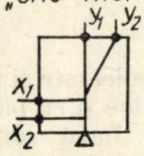
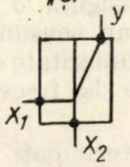
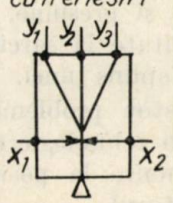
Semnalele de comandă pentru comutarea jeturilor la elementele active nu depăşesc 10% din valoarea presiunii de alimentare.

Pentru a avea o imagine completă asupra calităţilor celor mai importante elemente fluidice realizate în laborator, în tabela 1 se prezintă performanţele acestora determinate experimental.

Funcţionarea ultimelor două elemente din tabela 1 are la bază atît principiul ataşării jeturilor la pereţi cît şi principiul interacţiunii aerodinamice a jeturilor de fluid.

Aceste elemente au fost folosite la realizarea unor circuite de calcul şi comandă numerică, fie ca modele de laborator, fie ca echipamente de comandă a unor instalaţii tehnice.

Tabela 1

Nr. crt.	Performanţe / Element tip	Recuperare în presiune $C_{rp}=\frac{p_e}{p_a}100$ (%)	Recuperare în debit $C_{rq}=\frac{Q_e}{Q_a}100$ (%)	Amplificare în presiune $K_p=\frac{p_e}{p_c}$	Amplificare în debit $K_q=\frac{Q_e}{Q_c}$	Capacitate de comandă	Timp de răspuns t_r (ms)	Frecvenţă de lucru (Hz)
1	„Bistabil R-S" 	30-35	100-110	4-8	3÷6	2	1,5	500
2	„Bistabil R-S-C" 	30-35	100-110	4-8	3÷6	2	1,5	500
3	„SAU-NICI" 	30-35	100-110	4-6	3÷5	3	1,5÷2	500
4	„SI" 	50-60	110	–	–	2	1,5	500
5	„Monostabil cu trei ieşiri" 	35-45	90÷95	4-6	3÷5	2	1,2÷2	500

În continuare se prezintă simulatorul de circuite fluidice construit la Institutul politehnic Bucureşti.

Principiile constructive ale simulatorului de circuite fluidice numerice

Sinteza unor circuite fluidice numerice utilizînd elementele mai sus prezentate implică rezolvarea unor probleme specifice fluidicii, legate de transmiterea şi prelucrarea informaţiei, concretizate în acest caz al unui fluid sub presiune [2]. Astfel la realizarea unor circuite fluidice se impune, în funcţie de complexitatea lor, să se considere, pe lîngă timpii de comutare şi transport proprii fiecărui element activ şi pasiv, şi întîrzierea introdusă în buclele de reacţie şi în liniile de interconexiune dintre elemente.

La realizarea unor circuite fluidice discrete, ţinînd seamă de natura informaţiei prelucrate, se urmăreşte stabilirea schemei principiale optime, respectiv reducerea la minimum a elementelor tip şi a nivelelor parcurse de semnal de la intrare la ieşire, asigurînd astfel transmiterea integrală şi nealterată a informaţiei cu viteză maximă.

Urmărind stabilirea unor scheme optime din punct de vedere al prelucrării şi transmiterii informaţiei „fluidice" în circuite de însumare şi scădere, circuite de numărare, de comparare a numerelor binare, de memorare şi codificare cu ajutorul elementelor prezentate în tabela 1, a fost proiectat şi construit un simulator de circuite fluidice numerice SELF—1.

Aspectul general al simulatorului este prezentat în figura 1.

Simulatorul are în componenţa sa 60 elemente active (20 elemente NICI, 10 bistabile, 10 elemente ŞI, 10 elemente monostabile cu trei ieşiri, 10 bistabile cu intrare de numărare), grupate în 18 blocuri, şi 8 elemente de circuit pasive (4 rezistenţe şi 4 capacităţi pneumatice). Fiecare element activ şi pasiv este racordat, prin conductoare flexibile, la ştuţurile de conexiuni de pe placa frontală a simulatorului.

Pentru asigurarea unei presiuni de alimentare constante simulatorul este prevăzut cu două stabilizatoare de presiune ce pot fi conectate, prin intermediul unor reductoare, fie la sursa de 6 ata fie la o sursă de 1,2 ata. Afişarea semnalelor de intrare şi de ieşire se face cu ajutorul unor indicatoare cu bilă, care prin poziţia bilei indică starea binară „0" sau „1", iar controlul presiunii de alimentare şi de comandă, prin două manometre. Toate acestea sînt montate într-o cutie de dimensiunile 650 × 550 × 120 şi cu o greutate totală de 10 kg.

Simulatorul este portabil, se poate comuta la orice sursă de aer instrumental şi, cu ajutorul

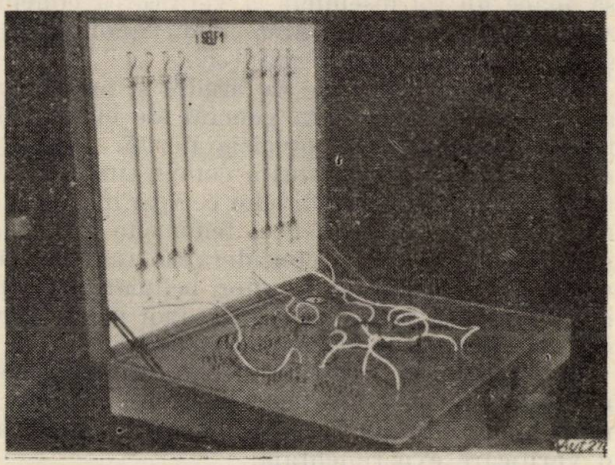


Fig. 1.

lui, se pot studia circuite de calcul şi comandă numerică pentru optimizarea lor.

În laborator au fost modelate pe acest simulator sumatoare binare cu două şi trei intrări, comparatoare, numărătoare, reţele decodificatoare, registre etc.

Ca aplicaţie industrială optimizată pe simulator menţionăm simularea schemei de comandă automată a unui proces tehnic în două coordonate [3].

BIBLIOGRAFIE

[1] Florea, S., Dumitrache, I. *Elemente de execuţie hidraulice şi pneumatice.* Bucureşti, Ed. didactică şi pedagogică, 1967.

[2] Dumitrache, I. *Contribuţii la sinteza elementelor şi circuitelor fluidice numerice.* Teză de doctorat, 1970.

[3] Dumitrache, I., Florea, S. *Sisteme de comandă automată a proceselor tehnice.* În: Construcţia de Maşini, nr. 4, 1971.

Dr. ing. S. FLOREA şi dr. ing. I. DUMITRACHE

Cercetarea experimentală a elementelor fluidice

În ciuda faptului că în ultimii ani au apărut numeroase lucrări care tratează diferite probleme teoretice de analiză şi sinteză a componentelor fluidice cu acţiune continuă şi discretă, cercetarea experimentală a acestora continuă să joace un rol însemnat la verificarea concluziilor teoretice, la stabilirea geometriilor optime şi la verificarea performanţelor.

În prezent, metodele de studiu şi proiectare ale componentelor şi în general ale circuitelor fluidice nu au atins precizia dorită. Aceasta se explică mai ales datorită complexităţii fenomenelor de dinamica fluidelor ce apar în funcţionarea acestor componente, fenomene care implică, pe de o parte, considerarea unui număr mare de variabile şi a unor neliniarităţi tip, iar pe de altă parte, existenţa unor efecte care nu pot fi riguros tratate matematic.

În consecinţă, relaţiile pentru calculul elementelor fluidice, deduse în urma admiterii unor ipoteze simplificatoare, necesită imperios o verificare experimentală.

În laboratorul de „Echipamente de automatizare hidraulice, pneumatice şi fluidice" de la Institutul politehnic Bucureşti se efectuează studii asupra elementelor fluidice discrete funcţionînd pe principiul efectului Coandă şi elemente fluidice continue funcţionînd pe principiul interacţiunii jeturilor de aer.

Cercetările teoretice efectuate asupra acestor elemente au permis stabilirea unor metode de calcul analogic al caracteristicilor statice şi dinamice, a unor metode de proiectare optimă a geometriei elementelor etc.

Rezultatele studiilor teoretice au fost supuse unui şir întreg de cercetări experimentale, astfel încît sistemul de elemente fluidice unificate, realizate în final pentru mai multe aplicaţii, au fost obţinute în urma unor cercetări complexe.

Rezultatele cercetărilor teoretice ale autorilor au fost prezentate în [1, 2].

În prezenta lucrare ne propunem a prezenta metodele folosite pentru cercetarea experimentală a principalelor caracteristici ale elementelor fluidice cu acţiune discretă şi continuă, care, pe de o parte, sînt folosite pentru alegerea parametrilor funcţionali optimi, iar pe de altă parte, la aprecierea calităţii funcţionării lor în regim staţionar şi dinamic.

1. Determinarea caracteristicilor statice

Comportarea amplificatoarelor fluidice în regim staţionar este determinată prin familii de curbe care exprimă dependenţe funcţionale între debite şi presiuni pentru diferite sarcini.

Familiile de caracteristici care descriu complet funcţionarea amplificatoarelor fluidice în regim staţionar sînt:

— caracteristicile de alimentare

$$Q_a = f(p_a)\,|_{Z_s = \text{const.}}; \tag{1}$$

— caracteristicile de intrare

$$Q_c = f(p_e)\,|_{p_a = \text{const.}}; \tag{2}$$

— caracteristicile de ieşire

$$Q_e = f(p_e)\,|_{p_e = \text{const.}} \tag{3}$$

În relaţiile (1—3) am notat:

Q_a, Q_c, Q_e — debitele de fluid de alimentare, de comandă şi de ieşire;

p_a, p_c, p_e — presiunile de alimentare, de comandă şi de ieşire;

Z_s — impedanţa de sarcină.

Cele mai importante sînt caracteristicile de intrare şi de ieşire; caracteristicile de alimentare sînt utile numai pentru a studia influenţa variaţiei parametrilor sursei asupra performanţelor amplificatoarelor. Pentru amplificatoarele cu acţiune continuă se mai defineşte o familie de caracteristici şi anume caracteristicile de transfer. Dat fiind că acestea pun în evidenţă în principal fenomenul saturaţiei, ceea ce se poate constata şi din caracteristicile de intrare şi de ieşire, nu prezintă un interes deosebit cercetarea lor.

La determinarea experimentală a caracteristicilor s-au folosit următoarele domenii de variaţie a parametrilor funcţionali:

$p_a = 200 - 1000$ mm col. apă;
$p_e = (0{,}01 - 0{,}1)\ p_a$.

Factorii geometrici ai elementelor au fost determinaţi astfel încît la parametrii funcţionali admişi să se asigure un jet de putere subsonic submergent, stabilitatea jetului ataşat şi insensibilitatea la variaţii ale sarcinii.

Principiile constructive şi funcţionale ale elementelor fluidice cu acţiune continuă şi discretă nu vor mai fi prezentate, dat fiind că în literatura noastră de specialitate sînt numeroase lucrări care tratează pe larg aceste aspecte.

Principalele performanţe ce urmează a fi determinate pe baza cercetărilor experimentale şi comparate cu rezultatele teoretice sînt: factorii de amplificare în debit şi presiune, coeficienţii de recuperare în debit şi presiune, timpii de răspuns etc.

Caracteristicile de alimentare

Întrucît schema de determinare a caracteristicilor de alimentare (fig. 1) este aceeaşi pentru elementele cu acţiune continuă şi discretă, se prezintă întîi modul de conexiuni al aparaturii pentru ridicarea experimentală a acestor caracteristici.

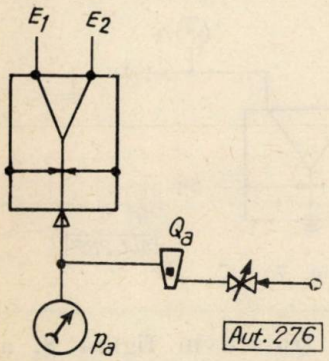


Fig. 1

Prin măsurarea debitului Q_a şi a presiunii p_a se obţine caracteristica de alimentare reprezentată în figura 2. Aspectul acesteia este foarte

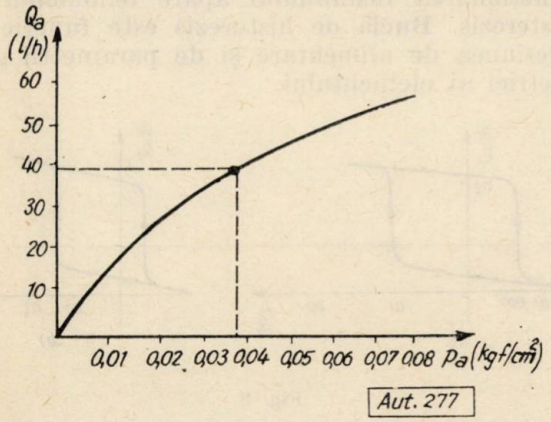


Fig. 2

apropiat de o parabolă, ceea ce confirmă faptul, teoretic demonstrat, că debitul este o funcţie de rădăcina pătrată a presiunii.

Pentru o geometrie dată a amplificatorului, din caracteristica de alimentare se stabileşte domeniul de variaţie a parametrilor sursei pentru a obţine o amplificare constantă a elementului studiat.

Caracteristicile statice pentru elementele cu acţiune discretă

Pentru determinarea caracteristicilor de intrare şi ieşire la un bistabil se efectuează conexiunile aparatelor de măsură ca în figura 3.

După cum se constată, măsurătorile se fac pentru un circuit de comandă şi un circuit de ieşire; circuitul de comandă şi circuitul de ieşire simetric se conectează la masă (în atmosferă). Prin modificarea presiunilor de comandă

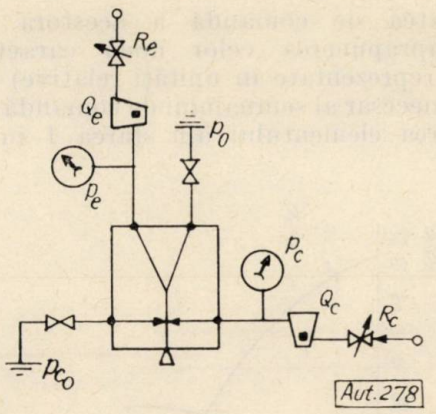


Fig. 3

cu ajutorul rezistenţei R_c, la o sarcină dată, şi a presiunii de ieşire, cu ajutorul rezistenţei R_e, se obţine caracteristica statică de intrare (fig. 4)

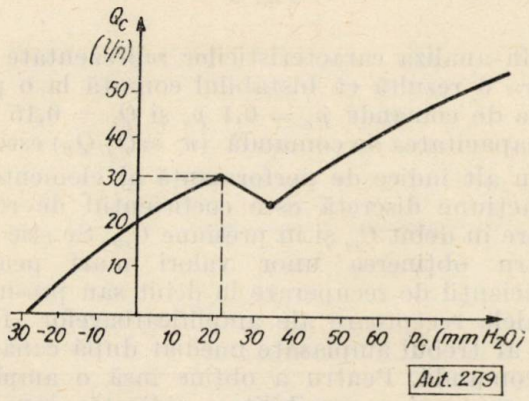


Fig. 4

şi, respectiv, caracteristica statică de ieşire (fig. 5).

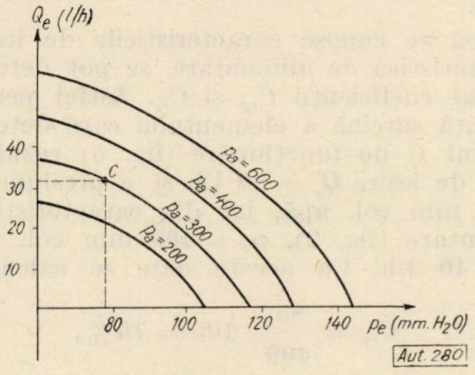


Fig. 5

Pentru diverse presiuni de alimentare a elementului rezultă o familie de caracteristici de intrare şi de ieşire la aceeaşi geometrie.

Cunoaşterea caracteristicilor de intrare şi de ieşire permite, pe lîngă aprecierea regimului staţionar, să se determine punctul de funcţionare a elementelor interconectate, precum şi

capacitatea de comandă a acestora. Astfel prin suprapunerea celor două caracteristici (fig. 6, reprezentate în unităţi relative) rezultă nivelul necesar al semnalului de comandă pentru comutarea elementului din starea 1 în 0 sau invers.

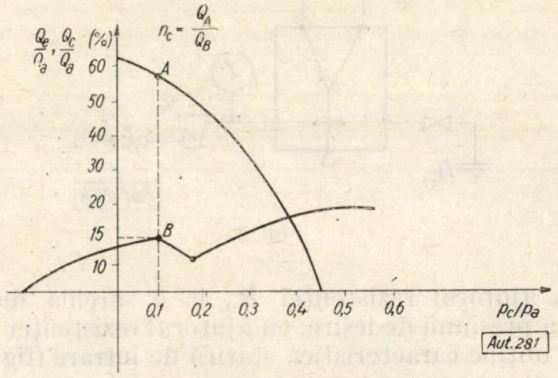


Fig. 6

Din analiza caracteristicilor reprezentate în figura 6 rezultă că bistabilul comută la o presiune de comandă $p_c = 0{,}1\ p_a$ şi $Q_c = 0{,}15\ Q_a$, iar capacitatea de comandă $(n_c = Q_A/Q_B)$ este 3.

Un alt indice de performanţă al elementelor cu acţiune discretă este coeficientul de recuperare în debit C_{rq} şi în presiune C_{rp}. Se ştie că, pentru obţinerea unor valori mari pentru coeficienţii de recuperare în debit sau presiuni, canalele receptoare ale amplificatoarelor fluidice ar trebui amplasate imediat după canalele de comandă. Pentru a obţine însă o amplificare mare şi o sensibilitate ridicată, canalele de ieşire trebuie să fie situate la o distanţă cît mai mare de canalele de comandă. Prin urmare, pentru rezolvarea acestor deziderate se recurge la un compromis recuperare-amplificare.

Dacă se cunosc caracteristicile de ieşire şi caracteristica de alimentare, se pot determina imediat coeficienţii C_{rp} şi C_{rq}. Astfel pentru o anumită sarcină a elementului care determină punctul C de funcţionare (fig. 5) rezultă un debit de ieşire $Q_e = 38$ l/h şi o presiune $p_e = 85$ mm col. apă, iar din caracteristica de alimentare (fig. 2), $p_a = 400$ mm col. apă şi $Q_a = 40$ l/h. Cu aceste date se calculează:

$$C_{rp} = \frac{85}{400} \cdot 100 = 16\%,$$

$$C_{rq} = \frac{38}{40} \cdot 100 = 95\%.$$

Pentru $Z_s = \infty$, $C_{rp} = 35\%$, iar $C_{rq} = 104\%$.

Amplificarea elementelor fluidice este una dintre cele mai importante performanţe. Amplificarea se poate determina şi experimental. Astfel pentru determinarea amplificării în presiune trebuie să se cunoască caracteristica $p_e = f(p_c)$, iar pentru amplificarea în debit, caracteristica $Q_e = f(Q_c)$. Pentru o determinare cît mai exactă a celor două caracteristici se foloseşte schema de conexiuni dată în figura 7.

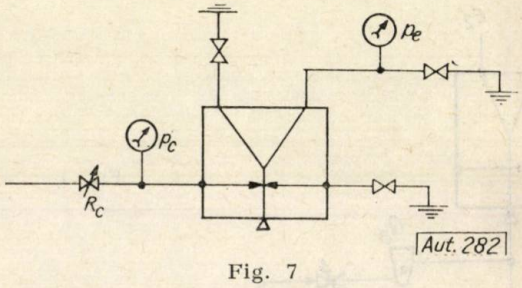


Fig. 7

Din caracteristicile trasate în figura 8, a şi b, pe baza măsurătorilor conform schemelor din figura 7, se pot calcula amplificările:

$$K_p = \frac{p_e^*}{p_c^*} = \frac{0{,}3}{0{,}1} = 3 \quad \text{şi} \quad K_q = \frac{Q_e^*}{Q_c^*} = \frac{0{,}95}{0{,}15} = 6{,}3.$$

Din aceste caracteristici se constată că în funcţionarea bistabilului apare fenomenul de histerezis. Bucla de histerezis este funcţie de presiunea de alimentare şi de parametrii geometrici ai elementului.

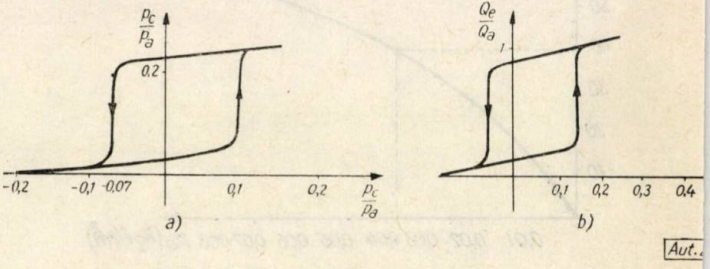


Fig. 8

Pentru un element cu o geometrie dată, evident se poate stabili domeniul de variaţie a parametrilor funcţionali, astfel încît să se obţină o amplificare mare şi un histerezis cît mai redus.

Pentru cercetarea experimentală a celorlalte componente fluidice discrete ca: SAU—NICI, monostabilul cu trei ieşiri, ŞI etc. se procedează similar, schemele de conexiuni ale aparatelor de măsură pentru fiecare caracteristică a regimului staţionar şi aprecierea performanţelor fiind identice ca la bistabil.

Caracteristicile statice pentru elementele cu acţiune continuă

Cercetarea experimentală a funcţionării amplificatoarelor fluidice cu devierea jetului, la care ne vom referi în continuare, avînd o funcţionare diferenţială, prezintă unele particularităţi faţă de cea folosită la componentele discrete.

Amplificatoarele cu devierea jetului sînt folosite aproape în exclusivitate ca amplificatoare de presiune. Prin urmare la aceste elemente se va cerceta amplificarea în presiune prin determinarea caracteristicilor $\Delta p_e = f(\Delta p_c)$ şi amplificarea în debit prin ridicarea caracteristicilor $\Delta Q_e = f(\Delta Q_c)$.

În figura 9, se prezintă schemele de conexiuni ale aparatelor de măsură pentru determinarea caracteristicilor menţionate. În figura 10 sînt reprezentate caracteristicile $\Delta p_e = f(\Delta p_c)$ determinate experimental pentru un amplificator cu o geometrie dată, la diverse sarcini, caracteristici care permit calculul amplificării în presiune.

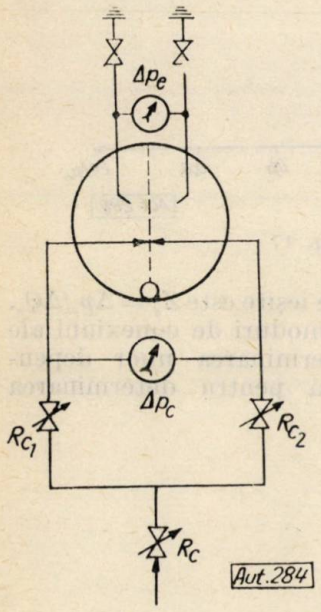


Fig. 9

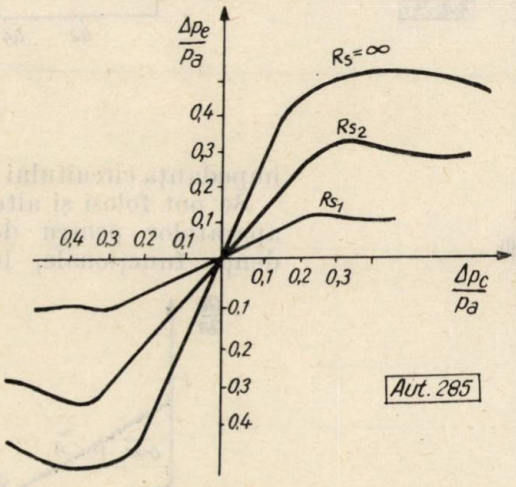


Fig. 10

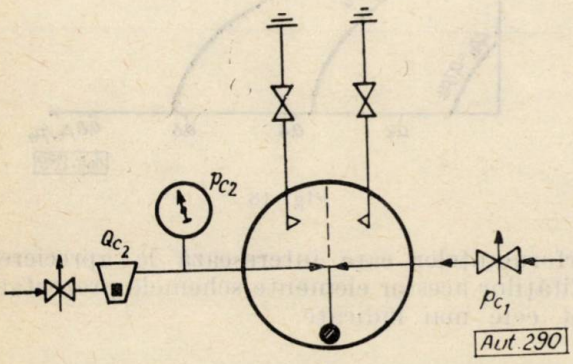


Fig. 11

În figură avem $\Delta p_e = p_{e1} - p_{e2}$ şi $\Delta p_e = p_{c1} - p_{c2}$. Factorii de amplificare în presiune pentru aceste elemente nu depăşesc valoarea 10.

Avînd în vedere caracterul diferenţial al semnalelor de comandă, funcţionarea amplificatorului se consideră în jurul unei presiuni medii de comandă $p_{cm} = \dfrac{p_{c1} + p_{c2}}{2}$, presiune stabilită astfel încît să se asigure domeniul de liniaritate dorit.

Pentru determinarea experimentală a caracteristicilor statice de intrare şi de ieşire se folosesc mai multe metode. Alegerea modelului de cercetare experimentală evident depinde de scopul urmărit. În continuare se vor expune schemele de conexiuni care permit determinarea acelor caracteristici care sînt necesare la calculul performanţelor regimului staţionar expuse anterior.

Pentru determinarea caracteristicilor de intrare s-au folosit schemele reprezentate în figura 11 sau figura 12. În primul caz se obţin caracteristicile de intrare pentru un amplificator cu o singură intrare, iar în cazul al doilea, caracteristicile statice pentru amplificatoarele diferenţiale cu două intrări.

Aspectul caracteristicilor de intrare pentru cele două cazuri determinate experimental sînt date în figurile 13 şi 14. Cunoscînd caracteristicile pentru amplificatorul cu una sau două intrări, se poate calcula imediat rezistenţa de intrare R_c care, pentru amplificatorul cu două intrări de exemplu, este :

$$R_c = \frac{\Delta p_{s1} - \Delta p_{c2}}{\Delta Q_{c1} - \Delta Q_{c2}}.$$

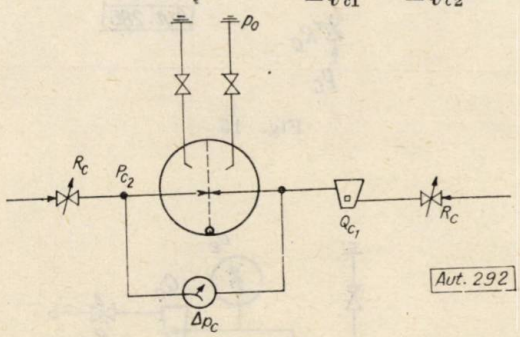


Fig. 12

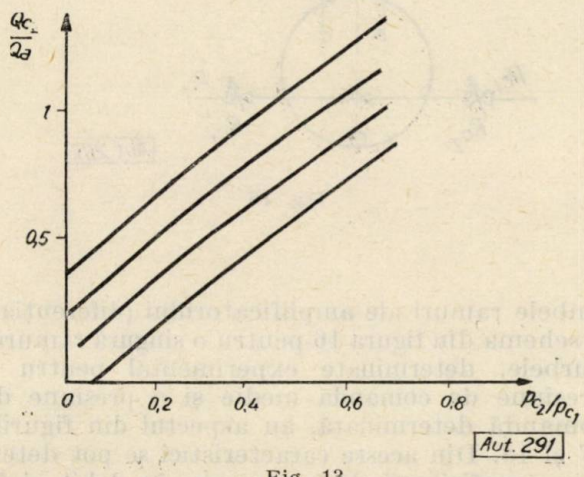


Fig. 13

Pentru determinarea caracteristicilor de ieşire s-au folosit schema de conexiuni din figura 15 pentru măsurarea parametrilor funcţionali pe

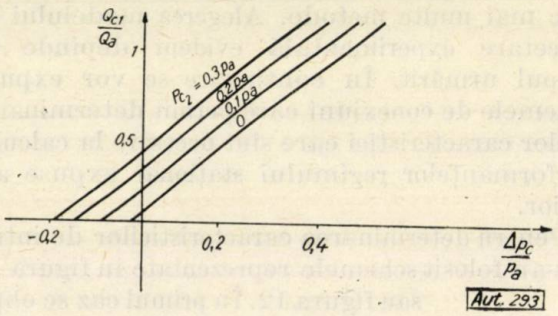


Fig. 14

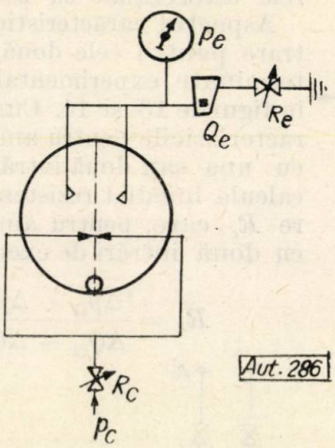


Fig. 15

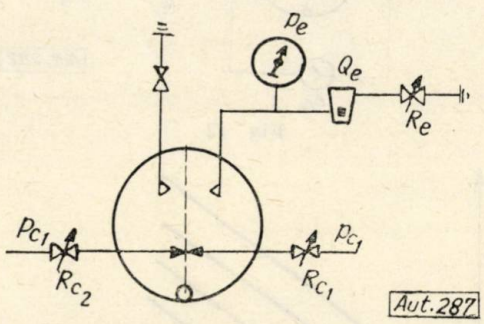


Fig. 16

ambele ramuri ale amplificatorului (diferenţial) şi schema din figura 16 pentru o singură ramură. Curbele, determinate experimental pentru o presiune de comandă medie şi o presiune de comandă determinată, au aspectul din figurile 17 şi 18. Din aceste caracteristici se pot determina coeficienţii de recuperare în debit şi în presiune, precum şi impedanţa circuitului de ieşire Z_e. Astfel pentru un punct de funcţionare A, de exemplu, de pe caracteristică,

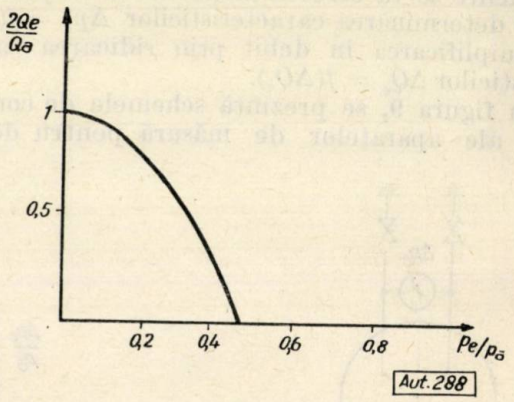


Fig. 17

impedanţa circuitului de ieşire este $Z_e = \Delta p_e/\Delta Q_e$.

Se pot folosi şi alte moduri de conexiuni ale aparatelor pentru determinarea unor dependenţe funcţionale, însă pentru determinarea

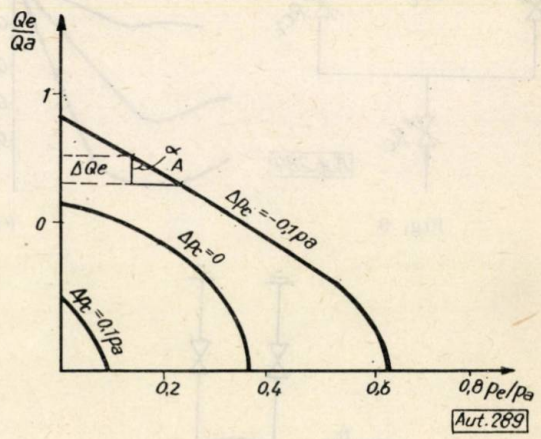


Fig. 18

performanţelor care interesează la aprecierea calităţilor acestor elemente schemele prezentate sînt cele mai indicate.

2. Determinarea caracteristicilor dinamice

Deşi în calculul elementelor fluidice se folosesc mai multe metode de analiză a regimului dinamic, totuşi datorită ipotezelor simplificatoare care se fac la formalizarea matematică a fenomenelor acestui regim, este necesară o cercetare experimentală pentru determinarea caracteristicilor regimului tranzitoriu. Cunoaşterea răspunsului indicial sau răspunsului în frecvenţă al elementelor fluidice pentru determinarea duratei procesului tranzitoriu, a bandei de frecvenţe, iar pentru cele cu acţiune discretă a timpului de comutaţie, este deosebit de utilă.

Determinarea caracteristicilor dinamice pentru un element bistabil se face după schema dată în figura 19.

Pentru măsurarea presiunii au fost folosite traductoare piezoelectrice de tip PDN—10, montate ca în figura 19 pentru studiul dinamic al unui element bistabil.

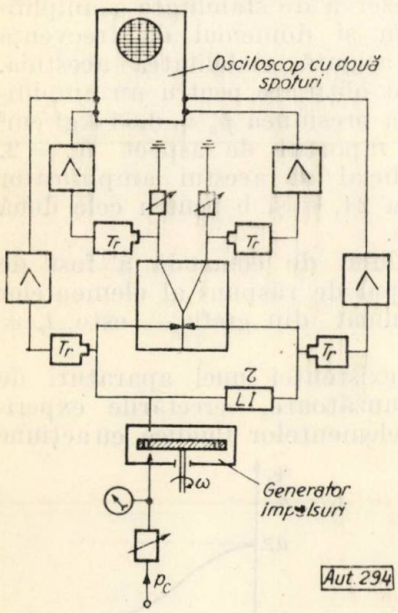


Fig. 19

Generatorul de impulsuri folosit este de tip mecanic, formarea impulsurilor fiind realizată cu ajutorul unui monostabil fluidic.

Modificarea frecvenţei, respectiv a vitezei de deplasare a discului mecanic din cadrul generatorului de impulsuri, a permis studiul elementului la frecvenţe cuprinse între 20 şi 500 Hz.

Standul pentru încercări dinamice ale elementelor fluidice este prezentat în fotografia din figura 20, unde se evidenţiază osciloscopul

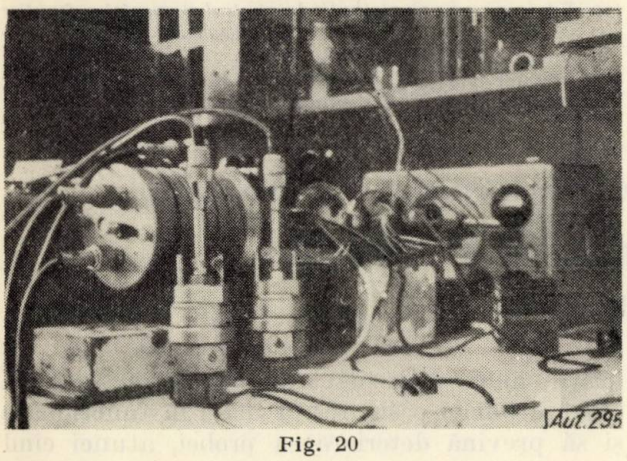
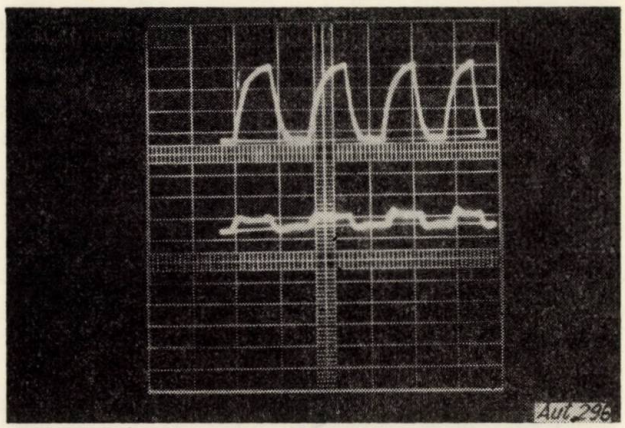


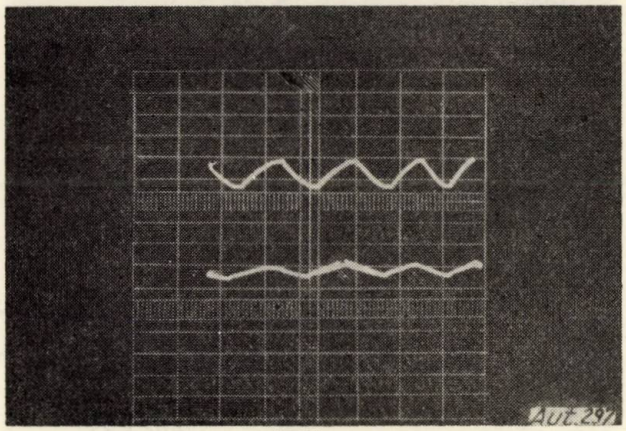
Fig. 20

cu două spoturi pentru vizualizarea semnalelor de ieşire, generatorul de impulsuri şi celelalte aparate de măsură.

Forma impulsurilor de comandă şi răspunsul corespunzător al bistabilului pentru frecvenţa de 20 şi 200 Hz se pot urmări în figura 21, a şi b.



a)



b)

Fig. 21

Se poate studia de asemenea influenţa frecvenţei asupra formei impulsurilor şi a răspunsului. La frecvenţe ridicate, amplitudinea impulsurilor scade, modificîndu-se totodată şi forma impulsurilor.

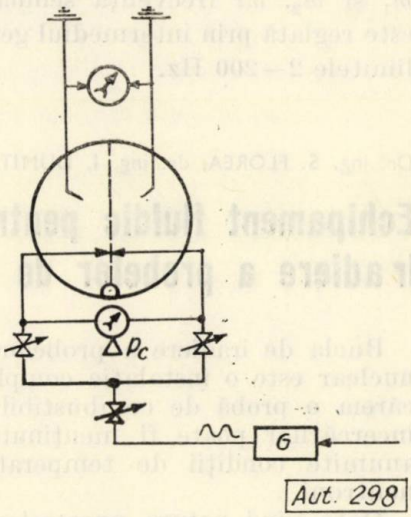


Fig. 22

Din răspunsul elementului bistabil s-a determinat timpul de răspuns al elementului t_r = = 1,5—2 ms, valori apropiate de valorile teoretice calculate prin metoda propusă în [2].

Similar au fost calculate răspunsurile dinamice şi ale celorlalte elemente fluidice, pentru diferite frecvenţe.

Pentru determinarea caracteristicilor de frecvenţă ale unui amplificator fluidic cu devierea jetului am utilizat schema prezentată în figura 22.

Amplitudinea semnalelor de intrare şi de ieşire este măsurată cu ajutorul manometrelor m_1 şi m_2, iar frecvenţa semnalelor de intrare este reglată prin intermediul generatorului între limitele 2—200 Hz.

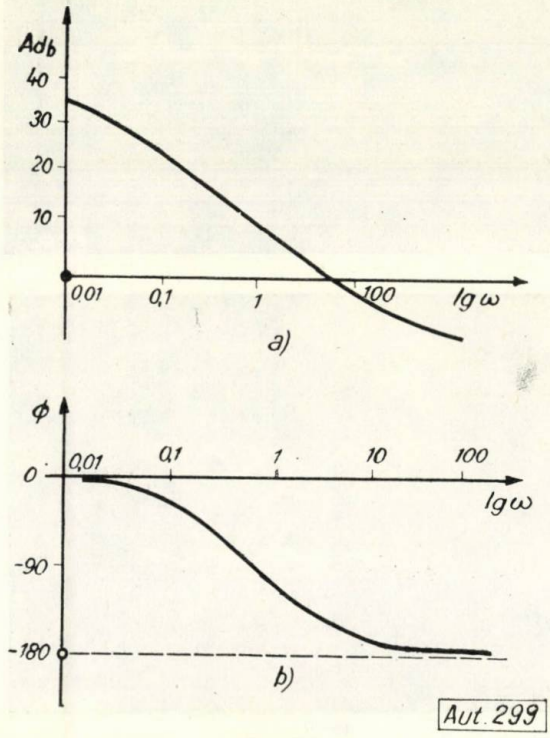


Fig. 23

Rezultatele cercetărilor experimentale sînt concretizate, pentru un amplificator cu acţiune continuă, în figura 23, a şi b.

Analiza caracteristicilor de frecvenţă permite a aprecia rezerva de stabilitate a amplificatorului, precum şi domeniul de frecvenţă pentru care se asigură stabilitatea acestuia.

Rezultatele sînt obţinute pentru un amplificator alimentat la presiunea $p_a = 0{,}04$ kgf/cm² şi $b_a = 0{,}5$, cu raportul de aspect $R_a = 2$.

Răspunsul indicial al acestui amplificator este dat în figura 24, a şi b pentru cele două presiuni de ieşire.

Nivelul semnalului de comandă a fost de $p_c/p_a = 0{,}2$. Timpul de răspuns al elementelor cercetate, determinat din grafic, este $t_r = 3-5$ ms.

În condiţiile existenţei unei aparaturi de laborator corespunzătoare, cercetările experimentale asupra elementelor fluidice cu acţiune continuă şi discretă constituie o etapă importantă în analiza şi sinteza acestor elemente.

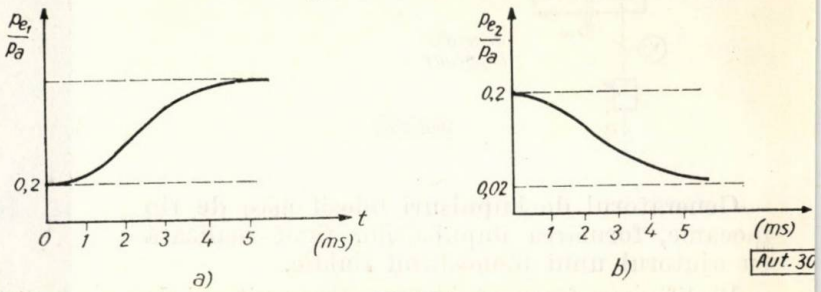


Fig. 24

BIBLIOGRAFIE

[1] Florea, S. *Contribuţii la studiul elementelor fluidice de tipul jet-jet pentru dispozitive de automatizare şi de calcul.* Teză de doctorat, 1969.

[2] Dumitrache, I. *Contribuţii la sinteza elementelor şi circuitelor fluidice numerice.* Teză de doctorat 1970.

Dr. ing. S. FLOREA, dr. ing. I. DUMITRACHE, ing. V. GĂBURICI, ing. A. STĂNESCU şi ing. M. CIOCĂNESCU

Echipament fluidic pentru protecţia tehnologică a buclei de iradiere a probelor de combustibil nuclear

Bucla de iradiere a probelor de combustibil nuclear este o instalaţie complexă cu ajutorul căreia o probă de combustibil nuclear supusă încercărilor poate fi menţinută în reactor în anumite condiţii de temperatură şi flux de neutroni.

Date fiind natura proceselor care au loc în buclă precum şi viteza mare de desfăşurare a lor (la o perturbare a circulaţiei gazului de răcire, creşterea temperaturii probei de combustibil nuclear peste limita admisibilă se face în timpul cîtorva secunde), apare necesitatea utilizării unui dispozitiv de protecţie care să confere buclei o siguranţă mare în funcţionare şi să prevină deteriorarea probei, atunci cînd parametrii tehnologici tind să depăşească valorile admisibile.

În urma cercetărilor făcute, în care au fost luate în considerare mai multe variante de componente, pentru realizarea echipamentului de protecţie, colectivul de fluidică din Institutul politehnic Bucureşti s-a oprit la elementele fluidice discrete bazate pe efectul Coandă.

La baza alegerii făcute au stat următoarele caracteristici ale procesului tehnologic şi ale elementelor fluidice :

— siguranţa în funcţionare mare a elementelor fluidice ;

— posibilitatea de realizare în ţara noastră a componentelor dispozitivului de protecţie ;

— preţul de cost relativ redus în comparaţie cu al altor componente ;

— procesul tehnologic nu impune ca echipamentul de protecţie să lucreze cu o succesiune mare de operaţii logice ;

— dispozitivul logic de protecţie este montat la distanţă mică faţă de procesul tehnologic, astfel că liniile de transmisie a informaţiilor de la şi în spre proces sînt scurte, ceea ce avantajează utilizarea aerului ca agent purtător de informaţie ;

— folosirea pentru acţionarea probei de combustibil nuclear a unui servomotor pneumatic cu piston ;

—prezenţa la reactor a unui cîmp de radiaţii care nu afectează buna funcţionare a elementelor fluidice ;

— existenţa unei surse de aer comprimat suficiente ca debit şi presiune.

În aceste condiţii, componentele pneumatice, şi îndeosebi cele fluidice care au şi fost adoptate, se dovedesc superioare altor componente (electrice, electronice) care iniţial au stat şi ele în atenţia cercetătorilor.

1. Descrierea procesului tehnologic

Bucla de iradiere (fig. 1) se compune din următoarele elemente :

a) vasul buclei *1*, amplasat în zona activă a reactorului într-un loc de casetă în care se introduce proba de element combustibil ;

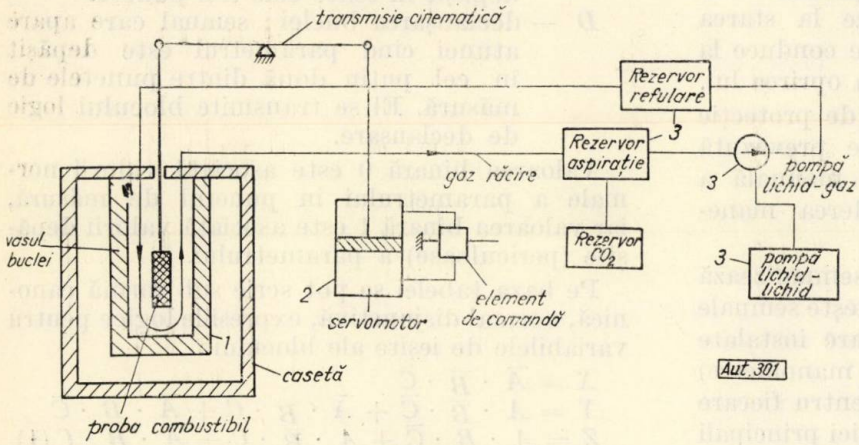


Fig. 1

b) dispozitivul de acţionare *2* a probei de combustibil, care constă în principal dintr-un servomotor pneumatic cu piston cu dublu efect ;

c) sistemul de recirculare a gazelor de răcire *3*, format dintr-o pompă cu membrană, un element de execuţie cu membrană, o coloană de lichid pentru transmisia impulsurilor şi două rezervoare de gaze pentru aspiraţie şi refulare.

Pentru a putea observa şi dirija evoluţia procesului este necesar ca în instalaţie să se facă măsurarea următorilor parametri :

— temperatura t_p a probei de material combustibil ;

— temperatura t_i a izolaţiei ;

— presiunea p în rezervoarele de gaz de refulare şi de aspiraţie ;

— turaţia n a compresorului ;

— presiunea p_0 a aerului utilizat în dispozitivul de protecţie.

2. Condiţii impuse dispozitivului de protecţie de către procesul tehnologic

Particularităţile procesului tehnologic impun dispozitivului de protecţie anumite funcţiuni şi performanţe pe care trebuie să le îndeplinească.

Parametrii măsuraţi în instalaţie au fiecare un prag care nu trebuie depăşit fără ca dispozitivul de protecţie să nu intre în alertă. Aceste praguri le notăm după cum urmează :

T_p — temperatura maximă admisibilă a probei ;

T_i — temperatura maximă admisibilă a izolaţiei ;

P_m — presiunea minimă admisibilă în rezervorul de gaz de răcire ;

P_M — presiunea maximă admisibilă în rezervorul de gaz de răcire ;

n_0 — valoarea minimă admisibilă a turaţiei compresorului ;

P_{om} — presiunea minimă admisibilă a sursei de aer comprimat care alimentează dispozitivul de protecţie şi cel de execuţie.

Pentru mărirea siguranţei şi pentru eliminarea posibilităţilor ca sistemul de protecţie să reacţioneze la un semnal fals, mărimile T_p, T_i, P_M, P_m se urmăresc în cîte trei puncte apropiate ale instalaţiei.

Depăşirea valorii limită a unui parametru într-un singur punct este datorită fie unei creşteri locale care se poate disipa în restul instalaţiei, fie unui semnal fals primit de la traductoare. În ambele cazuri este suficientă o semnalizare.

Dacă depăşirea se face în cel puţin două dintre cele trei puncte de măsură, instalaţia tehnologică trebuie protejată şi, în afara semnalizării, trebuie să se dea şi un semnal de declanşare a buclei care să conducă la scoaterea combustibilului nuclear din zona activă.

3. Sinteza schemei de protecţie

Parametrii măsuraţi faţă de care instalaţia tehnologică trebuie protejată, împreună cu semnalele primite de la sesizorul poziţiei servomotorului pneumatic al dispozitivului de acţio-

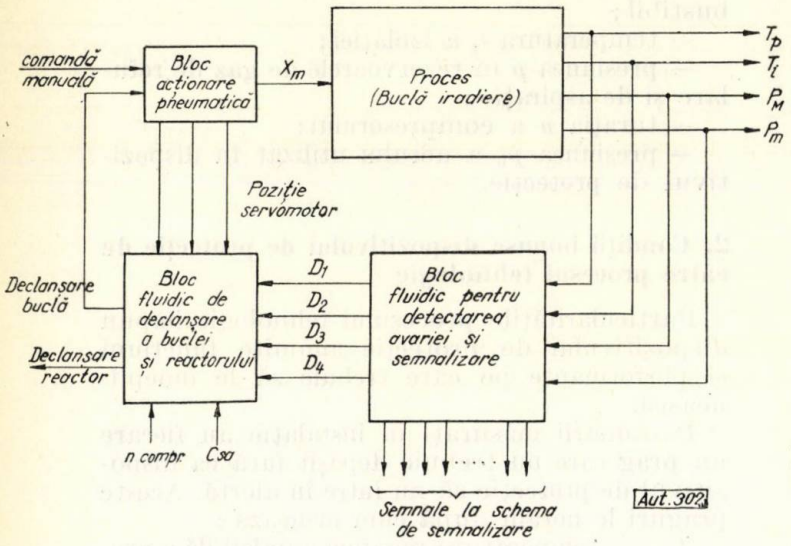


Fig. 2

nare, constituie informaţia de intrare în dispozitivul logic de protecţie. Acesta este format din două blocuri logice (fig. 2):

— unul care, pe baza informaţiilor primite asupra stării parametrilor tehnologici, semnalizează arătînd tipul avariei şi conduce — atunci cînd este cazul — la declanşarea buclei D, adică la scoaterea combustibilului nuclear din zona activă;

— celălalt care, pe baza informaţiilor D primite de la primul bloc şi a celor primite de la servomotorul cu piston referitoare la starea acestuia de declanşat sau nu, poate conduce la declanşarea reactorului D_r, adică la oprirea lui.

În paralel cu instalaţia fluidică de protecţie automată, bucla de iradiere este prevăzută şi cu un dispozitiv de acţionare manuală a servomotorului cu piston în vederea manevrării probei în zona activă.

Blocul de detecţie a avariei, care semnalizează şi provoacă declanşarea buclei, primeşte semnale de intrare de la cele 12 traductoare instalate pe procesul tehnologic (termocuple manometre) sub forma unor presiuni de aer. Pentru fiecare dintre cei patru parametri tehnologici principali există de fapt cîte un bloc logic, toate independente între ele, cu semnalizările lor separate. Nu se impun intercondiţionări.

În consecinţă, sinteza logică se va face numai pentru un singur parametru. Funcţionarea blocului implică o logică combinaţională a stărilor normale şi de avarie ale buclei de iradiere.

Blocul de detecţie şi semnalizare a avariei

Cerinţele la care trebuie să răspundă schema de protecţie în ceea ce priveşte semnalizarea şi declanşarea sînt centralizate în tabela următoare.

A	B	C	X	Y	Z	U	D
0	0	0	1	0	0	0	0
0	0	1	0	1	0	0	0
0	1	0	0	1	0	0	0
0	1	1	0	0	1	0	1
1	0	0	0	1	0	0	0
1	0	1	0	0	1	0	1
1	1	0	0	0	1	0	1
1	1	1	0	0	0	1	1

Variabilele de intrare sînt A, B, C, la care se primesc semnale de presiune de la traductoarele montate în cele trei puncte de măsură.

X, Y, Z, U, D sînt mărimile de ieşire care au următoarea semnificaţie:

- X — lampă verde continuă: regim de funcţionare normală; parametrul nu a fost depăşit în nici un punct.
- Y — lampă verde intermitentă: regim de avarie nepericulos; parametrul a fost depăşit într-un punct.
- Z — lampă roşie intermitentă: regim de avarie; parametrul a fost depăşit în două puncte.
- U — lampă roşie continuă: regim de avarie foarte periculos; parametrul a fost depăşit în toate cele trei puncte.
- D — declanşarea buclei: semnal care apare atunci cînd parametrul este depăşit în cel puţin două dintre punctele de măsură. El se transmite blocului logic de declanşare.

Valoarea binară 0 este asociată valorii normale a parametrului în punctul de măsură, iar valoarea binară 1 este asociată valorii depăşite (periculoase) a parametrului.

Pe baza tabelei se pot scrie sub formă canonică, normal disjunctivă, expresiile logice pentru variabilele de ieşire ale blocului:

$$X = \overline{A} \cdot \overline{B} \cdot \overline{C}$$
$$Y = A \cdot \overline{B} \cdot \overline{C} + \overline{A} \cdot \overline{B} \cdot C + \overline{A} \cdot B \cdot \overline{C}$$
$$Z = A \cdot B \cdot \overline{C} + A \cdot \overline{B} \cdot C + \overline{A} \cdot B \cdot C \quad (1)$$
$$U = A \cdot B \cdot C$$
$$D = A \cdot B \cdot C + A \cdot B \cdot \overline{C} + A \cdot \overline{B} \cdot C + \overline{A} \cdot B \cdot C$$

Folosind metoda algebrică de minimizare, se constată că numai expresia logică pentru D poate fi redusă ajungîndu-se la:

$$D = A \cdot B + B \cdot C + A \cdot C. \quad (2)$$

Expresiile minime pentru variabilele de ieşire fiind cunoscute, blocul logic de detecţie şi semnalizare a avariei pentru un parametru va avea structura din figura 3. Schema este realizată

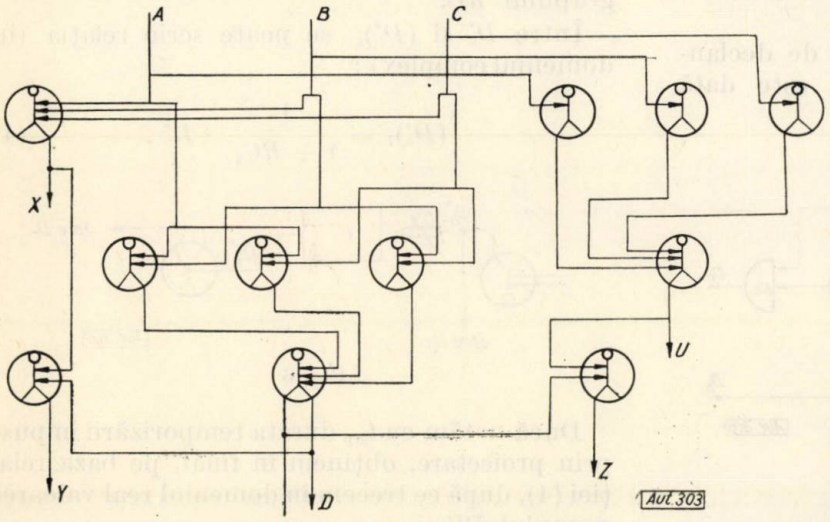


Fig. 3

cu elemente fluidice active de tipul NICI—SAU cu una, două şi trei intrări. Circuitul are trei nivele logice. După cum se vede din schemă, nu este utilizată numai logica lui NICI ci, în vederea folosirii unui număr cît mai mic de elemente, se foloseşte, acolo unde este cazul, şi ieşirea SAU. Acest lucru este posibil întrucît un acelaşi element, ca urmare a geometriei lui, realizează şi funcţia NICI şi funcţia SAU.

Pentru blocul de detecţie şi semnalizare a avariei a mai fost realizată o variantă (fig. 4), deosebită numai ca structură de prima, care foloseşte şi elemente bistabile în vederea memorării semnalelor primite de la traductoare. Această soluţie a fost impusă pentru doi dintre parametri (T_i, T_p), de la care traductoarele de măsură dau un semnal impuls şi nu treaptă, la depăşirea pragului periculos.

Pentru aceste circuite, aducerea lor la starea iniţială se face cu ajutorul unui semnal de ştergere.

Blocul de declanşare a buclei şi reactorului

Informaţia de intrare pentru acest bloc este reprezentată de către următoarele semnale de presiune :

$D_1 \ldots D_4$ — declanşarea buclei, provocată de depăşirea parametrilor T_i, T_p, P_M, P_m ;

n_o — turaţia compresorului, scăzută sub o anumită limită ;

p_{om} — presiunea sursei de alimentare cu aer, scăzută sub o anumită valoare ;

p_{sm} — poziţia servomotorului pneumatic ($p_{sm} = 0$ — servomotor neacţionat ; $p_{sm} = 1$ — servomotor acţionat).

Funcţionarea blocului de declanşare trebuie să răspundă următoarelor cerinţe :

a) să elaboreze semnalul de declanşare a buclei de iradiere D_b în cazul detectării unei stări de avarie pe baza semnalelor $D_1 \ldots D_4$, n_o, p_{om} ;

b) să elaboreze semnalul de declanşare a reactorului D_r în cazul în care servomotorul nu a reacţionat dentru declanşarea buclei de iradiere ($p_{sm} = 0$), deşi $D_b = 1$.

În cazul al doilea, cînd se declanşează reactorul, se impun două precizări :

— semnalul de declanşare a reactorului D_r este furnizat dacă, în regim de avarie ($D_b = 1$), semnalul de declanşare a buclei de iradiere n-a acţionat servomotorul pneumatic în timpul a cinci secunde. În consecinţă, blocul este prevăzut cu o temporizare a semnalului D_r faţă de D_b ;

— din cei şase parametri care declanşează bucla numai patru consideraţi mai importanţi — T_p, T_i, P_M, P_{om} — implică declanşarea reactorului. Parametrii n_o şi P_m au influenţă indirectă

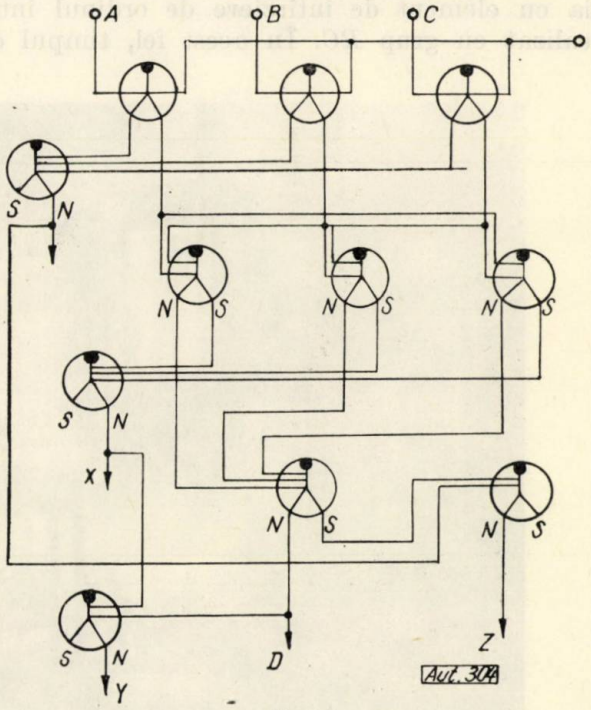


Fig. 4.

asupra lui D_b. Dacă scade turaţia compresorului sub o anumită limită (n_o) sau dacă presiunea agentului de răcire este mică (P_m), atunci temperatura în interiorul casetei în care este introdus combustibilul nuclear creşte datorită micşorării debitului agentului de răcire, ceea ce implică apariţia semnalelor D_1 sau D_2 provocate de T_i sau T_p.

În condiţiile enunţate mai înainte rezultă :

$$D_b = D_1 + D_2 + D_3 + P_{om} + D_4 + n_o, \quad (3)$$

$D_r = \overline{p}_{sm}\,(D_1 + D_2 + D_3 + P_{om})$ temporizat.

Schema circuitului pentru blocul de declanşare care îndeplineşte relaţiile (3) este dată în figura 5.

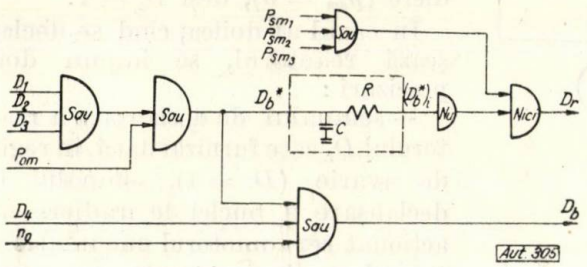


Fig. 5

Semnalul D_b, înainte de a acţiona asupra servomotorului cu piston, este introdus într-un amplificator de putere cu membrană.

Pentru realizarea temporizării s-a ales soluţia cu element de întîrziere de ordinul întîi, realizat cu grup RC. În acest fel, timpul de întîrziere poate fi modificat continuu într-o gamă largă cu ajutorul rezistenţei grupului.

Notăm cu D_b^* expresia :

$$D_b^* = D_1 + D_2 + D_3 + P_{om}$$

şi cu $(D_b^*)_i$ semnalul rezultat după parcurgerea grupului RC.

Între D_b^* şi $(D_b^*)_i$ se poate scrie relaţia (în domeniul complex) :

$$(D_b^*)_i = \frac{1}{1 + RC_s} \cdot D_b^* . \quad (4)$$

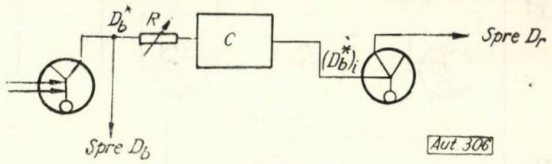


Fig. 6

Dacă notăm cu t_{mp} durata temporizării impuse prin proiectare, obţinem în final, pe baza relaţiei (4), după ce trecem în domeniul real valoarea grupului RC :

$$RC = t_{mp} \cdot \ln\left[1 - \frac{(D_b^*)_i}{D_b^*}\right], \quad (5)$$

în care D_b^* este semnalul de ieşire a unui element NICI cu două intrări, iar $(D_b^*)_i$ este semnalul de intrare a unui element NICI cu o singură intrare (fig. 6).

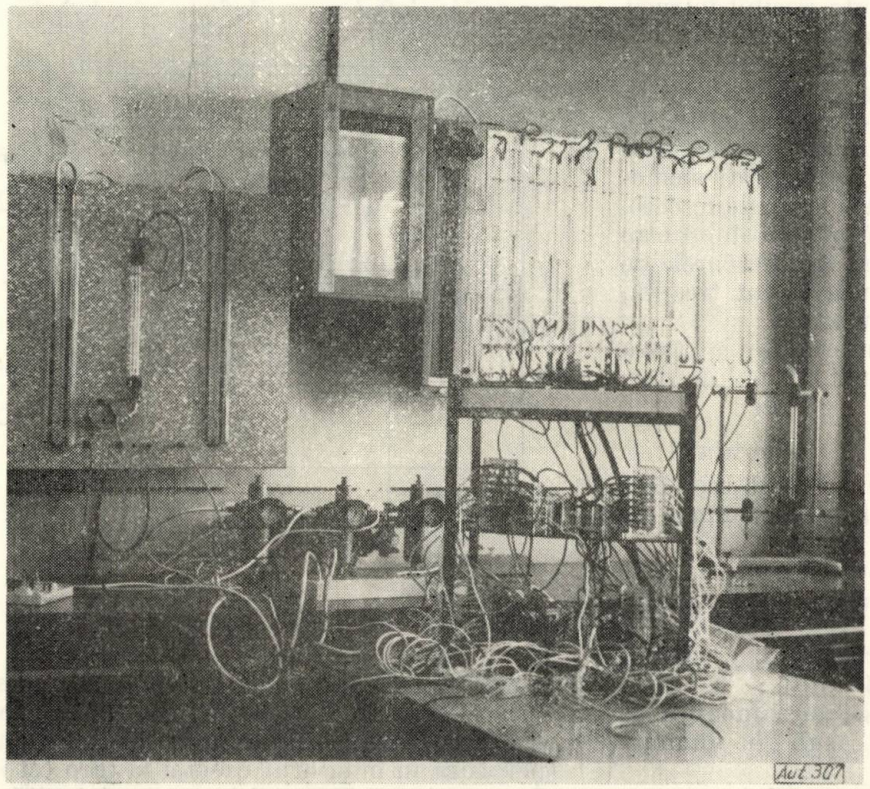


Fig. 7

S-au obţinut, cu ajutorul dispozitivului de temporizare din figura 6, timpi de întîrziere cuprinşi între 2 şi 20 secunde.

4. Concluzii

Echipamentul fluidic de protecţie este prima aplicaţie industrială realizată în ţara noastră în acest domeniu. Ea a putut fi săvîrşită graţie unui număr mare de ani de cercetare efectuată pentru punerea la punct a componentelor.

Înainte de a fi montată pe proces, instalaţia de protecţie automată (fig. 7) a fost încercată în laboratorul Catedrei de automatică din Institutul politehnic Bucureşti timp de 200 ore, unde a dat deplină satisfacţie.

La realizarea instalaţiei şi la experimentarea ei în laborator o contribuţie importantă au adus şi tehnicienii *Titu Buşu* şi *Andrei Nicolaie*.

BIBLIOGRAFIE

[1] Kirshner, J. M. *Fluid amplifiers.* New York McGraw Hill, 1967.

[2] Naslin, P. *Circuite logice şi automatizări secvenţiale.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1967.

[3] Florea, S. *Contribuţii la studiul elementelor fluidice de tipul jet-jet pentru dispozitive de automatizare şi de calcul.* Teză de doctorat, 1969.

[4] Dumitrache, I. *Contribuţii la sinteza elementelor şi circuitelor fluidice numerice.* Teză de doctorat, 1970.

[5] Florea, S., Dumitrache, I., Găburici, V., Dragomir, I. şi Ciocănescu, M. *Cercetări privind experimentarea şi realizarea unui sistem fluidic de protecţie tehnologică pentru bucla de iradiere a probelor de elemente combustibile.* Sesiunea cadrelor didactice, Institutul politehnic Bucureşti, 1970.

[6] Bouteille, D. *Vers le choix éclairé d'une technique logique à fluide.* În : Énergie fluide et lubrification, april 1970.

Ing. V. GĂBURICI

Unele elemente şi dispozitive fluidice noi

Cercetările în domeniul fluidicii pe plan mondial — cu realizări mai notabile-datează de circa zece ani. Ţara noastră se numără printre pionierii europeni, cercetările teoretice şi experimentale începînd întîi la Catedra de automatică din Institutul politehnic Bucureşti prin anul 1964, iar apoi extinzîndu-se şi în alte centre (Institutul de mecanica fluidelor, Automatica, I.C.P.M.U.A.).

Autorul, făcînd parte din primul colectiv din ţară — cel al Catedrei de automatică — care a început cercetările în domeniul fluidicii, a realizat o serie de elemente şi dispozitive originale pe care le expune în cele ce urmează.

Preocupările au fost axate în special pe realizarea unor elemente fluidice cu funcţionare discretă, utilizate în tehnica calculului numeric.

1. Amplificator fluidic bipoziţional cu factor de amplificare variabil

Amplificatorul fluidic bipoziţional, de fapt un circuit basculant bistabil (fig. 1), funcţionează pe baza efectului Coandă.

Jetul de putere emis de ajutajul *1* alimentat cu presiunea P, în condiţiile unei simetrii perfecte a elementului, se ataşează aleatoriu la unul din pereţii laterali *a* sau *b* (în cazul din figura -1 am presupus ataşarea la peretele *a*). Esenţiali pentru ataşare sînt parametrii geometrici δ, θ şi h, precum şi presiunea de alimentare P.

Între jetul ataşat şi peretele respectiv se formează o „bulă", o zonă depresionară, reprezentată în figura 1 prin haşură dublă.

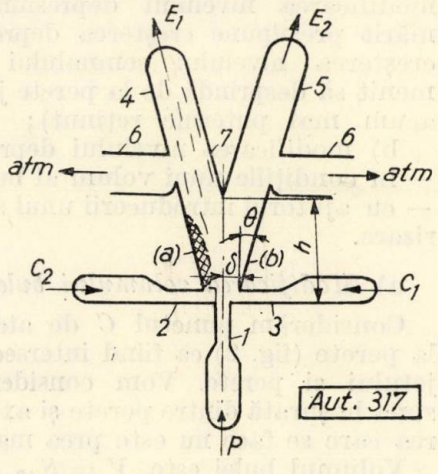


Fig. 1

Un semnal de presiune C_2 anulează depresiunea dintre peretele *a* şi jet, iar acesta din urmă se desprinde şi se ataşează la peretele *b* ieşind prin E_2. Jetul rămîne ataşat la acest perete chiar după dispariţia semnalului C_2,

întrucît şi aici se formează o depresiune între el şi peretele *b*. Pentru a bascula jetul către ieşirea E_1 se aplică prin canalul *3* un semnal C_1 ş.a.m.d.

Jetul de putere poate fi comutat cu ajutorul unui semnal de comandă mult mai mic decît el, aşa încît se poate defini aici un factor de amplificare în presiune K_p, în debit K_q şi în putere K_P :

$$K_p = \frac{p_E}{p_{cmin}}; \; K_q = \frac{q_E}{q_{cmin}}; \; K_P = \frac{P_E}{P_{cmin}} K_p \cdot K_q . \tag{1}$$

Factorul de amplificare se defineşte ca raportul dintre mărimea de ieşire şi mărimea de comandă minimă care provoacă basculareа.

Elementul basculant bistabil are largi utilizări în dispozitivele de calcul şi în comenzile secvenţiale.

Legarea elementului basculant în circuite (interconectarea lui) creează probleme importante în ceea ce priveşte nivelul presiunilor şi debitelor de ieşire. În unele circuite este necesar ca elementul să aibă un semnal de ieşire mai mare, în altele un semnal mai mic. Se poate acţiona asupra nivelului semnalului de ieşire modificînd presiunea de alimentare. Dar un anumit element, cu nişte parametri constructivi fixi, lucrează în bune condiţii numai pentru o anumită gamă de variaţie a presiunii de alimentare. Prin urmare, metoda de modificare a semnalului de ieşire prin modificarea presiunii de alimentare are un cîmp de aplicaţie mai redus. Atunci mai trebuie găsit şi alt mijloc. În acest sens am acţionat pentru obţinerea unui factor de amplificare variabil prin modificarea nivelului semnalului de comandă. Or acesta nu se poate modifica decît acţionînd asupra nivelului depresiunii din bula care se formează între jetul de putere şi peretele elementului. Pentru aceasta am folosit două metode :

a) modificarea volumului bulei şi, prin aceasta, modificarea nivelului depresiunii (un volum mărit presupune creşterea depresiunii şi deci creşterea nivelului semnalului de comandă menit să desprindă de la perete jetul de putere, acum mai puternic reţinut);

b) modificarea nivelului depresiunii în bulă — în condiţiile unui volum al bulei neschimbat — cu ajutorul introducerii unui semnal de polarizare.

a) *Modificarea volumului bulei*

Considerăm punctul *C* de ataşare a jetului la perete (fig. 2) ca fiind intersecţia dintre axa jetului şi perete. Vom considera bula drept zona haşurată dintre perete şi axa jetului (eroarea care se face nu este prea mare).

Volumul bulei este $V = S_{ABC} \cdot t$, unde t este adîncimea elementului (de notat că elementul a fost realizat prin imprimare în plexiglas şi adîncimea este uniformă pentru întreaga configuraţie, avînd o valoare cuprinsă între 0,8 şi 1,5 mm).

Din considerente geometrice găsim :

$$S_{ABC} = S_{AOC} - S_{\Delta BOC},$$

$$S_{AOC} = \frac{\overline{AC} \cdot R}{2} = R(\alpha + \theta) \cdot \frac{R}{2} = \frac{1}{2} R^2(\alpha + \theta),$$

$$S_{\Delta BOC} = \frac{BC \cdot OD}{2} = \frac{BC \cdot R \cos\theta}{2} =$$

$$= \frac{1}{2} \cdot \frac{R \sin(\alpha + \theta)}{\cos\alpha} \cdot R \cos\theta$$

sau :

$$S_{\Delta BOC} = \frac{1}{2} \frac{R^2 \sin(\alpha + \theta)}{\cos\alpha} \cdot \cos\alpha \left(1 - \frac{1}{2} \frac{a}{R}\right) =$$

$$= \frac{1}{2} R \sin(\alpha + \theta) \left[R - \frac{1}{2} a\right],$$

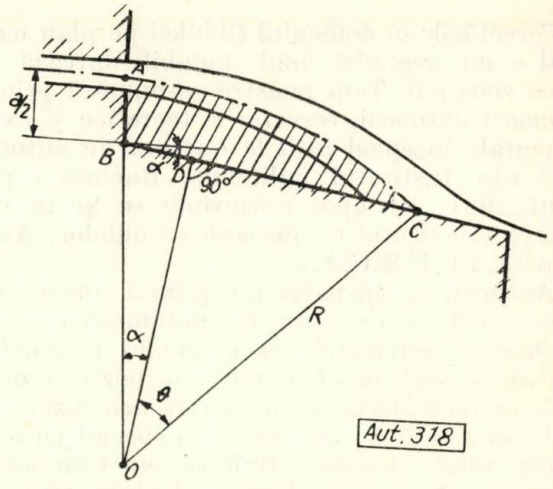
$$S_{ABC} = \frac{1}{2} R^2(\alpha + \theta) - \frac{1}{2} R \left(R - \frac{1}{2} a\right) \sin(\alpha +$$

$$+ \theta) = \frac{1}{2} R^2 \left[(\alpha + \theta) - \left(1 - \frac{1}{2R} a\right) \sin(\alpha + \theta)\right].$$

În fine :

$$S_{ABC} = \frac{1}{2} R^2 \left[(\alpha + \theta) - \frac{\cos\theta}{\cos\alpha} \sin(\alpha + \theta)\right]. \tag{2}$$

Volumul bulei depinde de R, α, θ şi t. α — înclinarea peretelui elementului şi t — adîncimea lui sînt nişte parametri constructivi, de obicei, modificabili pentru un acelaşi element. R şi θ,



Fig, 2

depind de punctul de ataşare C, a cărui poziţie este funcţie de presiunea de alimentare şi înclinaţia α a peretelui.

În condiţiile lui α şi P constante, punctul C nu-şi schimbă valoarea. Rămîne să se modifice $V_{bulă}$ prin modificarea adîncimii t. Într-adevăr se poate construi un perete detaşabil numai în zona bulei, care, cu ajutorul unui filet, să poată fi mişcat în sensul măririi sau micşorării adîncimii t a bulei.

Metoda folosită a dat unele rezultate, însă este foarte delicat să se construiască un perete detaşabil exact cît suprafaţa bulei. În plus, la marginea acestui perete, din cauza schimbării bruşte de secţiune, apar efecte secundare necontrolabile ale curgerii fluidului (turbioane etc.).

b) *Modificarea nivelului depresiunii în bulă prin presiune de polarizare*

În figura 3 se prezintă un element bistabil la care s-au prevăzut canale, cu ajutorul cărora în bulă se introduc semnalele de polarizare p_1 sau p_2 pentru a modifica depresiunea şi deci nivelul semnalelor C_1 şi C_2 care provoacă comutarea jetului de putere P către ieşirile E_1 sau E_2.

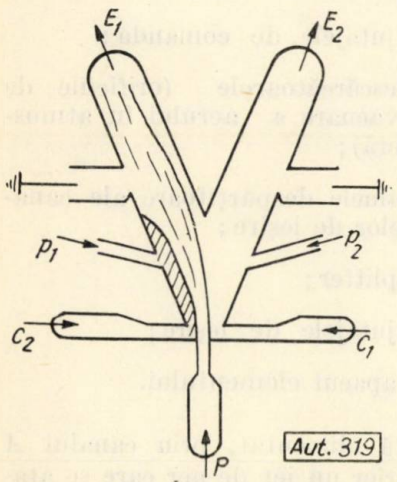


Fig. 3

Această a doua metodă pentru modificarea factorului de amplificare a fost încercată pe un element bistabil ale cărui performanţe sînt notate în tabela 1 (presiunile sînt date în mm col. apă).

Cu datele din tabelă se trasează caracteristica de ieşire $P_E = f(P)$ (fig. 4 (a)), caracteristica de intrare $P_c = f(P)$ (fig. 4 (b)), variaţia factorului de recuperare cu presiunea de alimentare $100 \cdot \frac{P_E}{P} = f(P)$ (fig. 5 (a)), variaţia factorului de amplificare în presiune cu presiunea de alimentare $K_p = f(P)$ fig. 5 (b)), variaţia presiunii din bulă cu presiunea de alimentare — $P_b = f(P)$ (fig. 4 (c)).

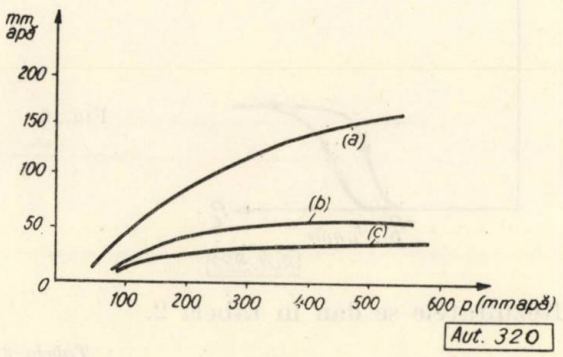


Fig. 4

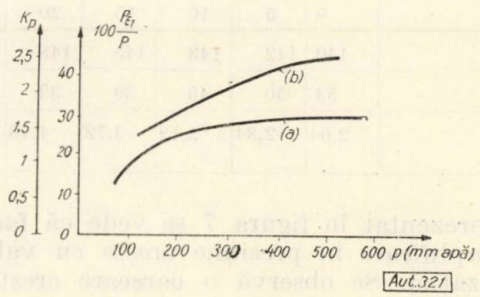


Fig. 5

Factorul de amplificare în presiune este mic (între 2 şi 2,5), lucru explicabil deoarece la elementul bistabil nu s-a urmărit obţinerea unei amplificări ridicate, ci obţinerea unei comutări perfecte a jetului de putere.

Tabela 1

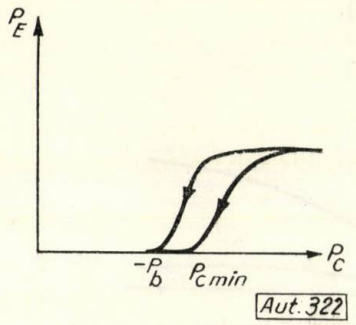
P	70	110	150	190	230	280	330	410	450	490	530
P_{E1} (pres)	10	30	40	53	66	80	100	125	140	150	160
$100 \frac{P_{E1}}{P}$	14,3	27,3	26,7	27,9	28,7	28,6	30,3	30,5	31,1	30,7	30,2
P_{c1} min	4	6	20	30	35	38	46	52	53	58	60
K_p	2,5	5	2	1,77	1,89	2,1	2,17	2,4	2,64	2,58	2,66
Depres. în bulă ($-P_b$)	5	8	12	16	20	26	31	40	44	48	52

Factorul de recuperare obţinut, pentru presiuni de alimentare uzuale, este în jur de 30%.

În figura 4 între curbele *b* şi *c* (presiunea minimă de comutaţie şi depresiunea obţinută în bulă) apare o diferenţă care este chiar histerezisul elementului bistabil. Presiunile de prindere

şi de desprindere de la perete nu sînt egale (fig. 6).

La elementul din figura 3, pentru una din presiunile de alimentare (P = 450 mm. col. apă) s-au aplicat mai multe presiuni de polarizare.



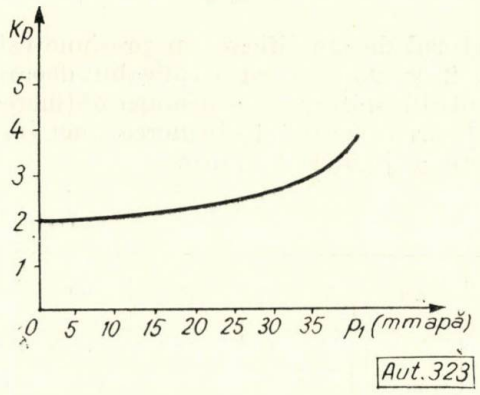
Fig, 6

Rezultatele se dau în tabela 2.

Tabela 2

p_1	0	5	10	15	20	25
P_{E1}	140	142	143	145	148	152
P_{c1}	53	50	45	39	33	29
K_p	2,64	2,84	3,18	3,72	4,48	5,25

Reprezentat în figura 7 se vede că factorul de amplificare în presiune creşte cu valoarea polarizaţiei. Se observă o oarecare creştere a presiunii de ieşire (vezi tabela), întrucît o parte din jetul de polarizare este antrenat spre ieşire de către jetul de putere.



Fig, 7

2. Multistabil fluidic utilizînd efectul Coandă

Multistabilul fluidic (fig. 8) este mai dificil de realizat tehnologic, în schimb dă posibilitatea obţinerii unor combinaţii logice multiple, el avînd de fapt şase pereţi de ataşare şi deci şase ieşiri.

Notaţiile utilizate în figura 8 *a—d* reprezintă după cum urmează :

A	— ajutajul de alimentare ;
$P_1 \ldots P_6$	— pereţii de ataşare ;
$C_1 \ldots C_6$	— ajutajele de comandă ;
$D_1 \ldots D_6$	— descărcătoarele (orificiile de evacuare a aerului în atmosferă) ;
$L_1 \ldots L_6$	— lamele despărţitoare ale canalelor de ieşire ;
S	— splitter ;
$E_1 \ldots E_6$	— ajutajele de ieşire ;
C	— capacul elementului.

Elementul o dată alimentat, prin canalul A dă naştere în interior un jet de aer care se ataşează aleatoriu la unul din pereţii laterali, ca urmare a depresiunii ce se instalează între acel perete şi jet (pentru aceasta pereţii trebuie să aibă o anumită înclinare). S-a presupus în figură ataşarea la P_1. Desprinderea jetului de la P_1 se face cu oricare jet de comandă, întotdeauna jetul A fiind îndreptat spre peretele opus :

$$E_1 = C_4A\ ;\ E_2 = C_5A\ ;\ E_3 = C_6A\ ;\ E_4 = C_1A\ ;$$
$$E_5 = C_2A\ ;\ E_6 = C_3A.$$

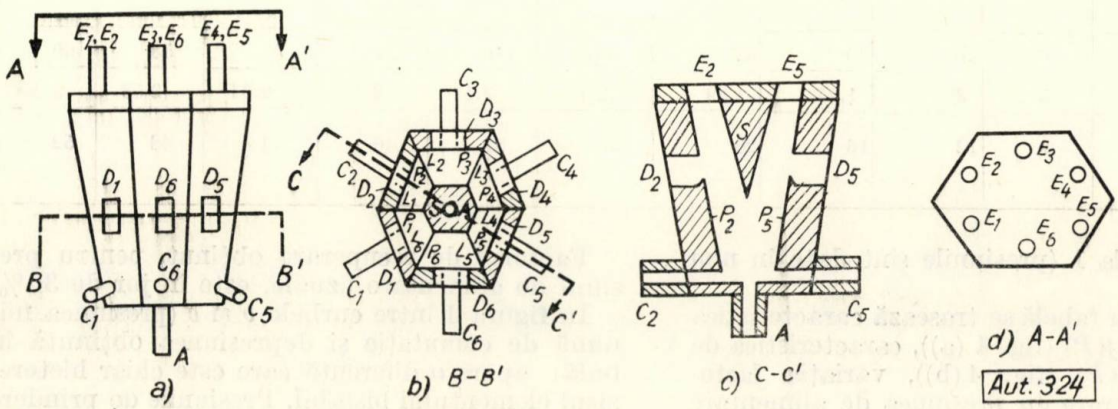


Fig. 8

3. Element fluidic tristabil bazat pe principiul interacţiunii jeturilor de aer

Elementul tristabil, ca de altfel şi elementele prezentate mai sus, îşi găseşte aplicaţie în tehnica calculului numeric, dispozitivele care-l folosesc avînd avantajul unei simplităţi numerice notabile, fapt care în fluidică are o deosebită însemnătate atît în ce priveşte siguranţa în funcţionare, cît şi în privinţa interconexiunii.

Elementul tristabil prezentat în figura 9 se bazează pe interacţiunea jeturilor de aer.

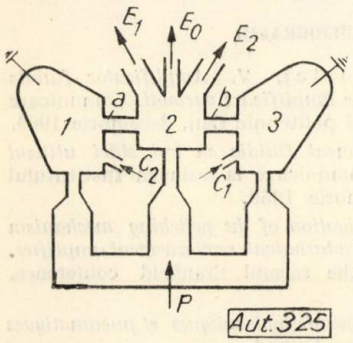


Fig. 9

El este format din secţiunile 1, 2, 3, toate alimentate cu o presiune ridicată (semnalul P).

Jeturile de putere din elementele *1* şi *3* creează, în canalele *a* şi *b*, zone depresionare (într-un jet creşte viteza, deci creşte presiunea dinamică, în dauna presiunii statice, şi atunci în jurul jetului se obţin nişte zone depresionare). De egală valoare, aceste zone nu împiedică jetul din elementul *2* să se îndrepte către ieşirea E_0. Acelaşi lucru se întîmplă şi dacă se aplică simultan semnalele C_1 şi C_2.

Dacă se aplică semnalul C_1, acesta abate jetul 3, anulează depresiunea din canalul *b*, jetul din *2* va fi atras datorită depresiunii din *a* către ieşirea E_1 şi rămîne în această poziţie chiar după dispariţia lui C_1, care ar restabili depresiunea în *b*, pentru că acum jetul din *2* ieşind prin E_1 e mai aproape de canalul *a* şi este reţinut de depresiunea de aici. Dacă se aplică C_2, depresiunea din *a* se anulează pentru că jetul din *1* este împins spre stînga; jetul din *2* va fi atras spre zona depresionară din *b* şi iese prin E_2. Logic, funcţionarea poate fi descrisă cu ajutorul relaţiilor:

$$E_0 = P(C_1\, C_2 + \overline{C}_1\, \overline{C}_2),$$
$$E_1 = P \cdot C_1,$$
$$E_2 = P \cdot C_2.$$

Elementul din figura 9 a fost încercat cu presiuni de alimentare cuprinse între 150 mm col. apă şi 600 mm col. apă. S-a constatat practic că sînt necesare, pentru obţinerea unor depresiuni pronunţate în canalele *a* şi *b*, presiuni de alimentare mai ridicate pentru elementele *1* şi *3* cam cu 40% faţă de presiunea de alimentare a elementului *2*.

Factorul de recuperare obţinut $\left(100 \cdot \frac{P_E}{P}\right)$ este în jur de 30%.

4. Regulator fluidic bipoziţional pentru nivel

Una din aplicaţiile elementelor fluidice numerice realizate de autor este un dispozitiv de menţinere a nivelului unui lichid într-un rezervor între două limite (regulator bipoziţional).

Elementul sensibil al dispozitivului este format dintr-un sesizor de nivel (fig. 10). Acesta are un flotor *1* care, atunci cînd este ridicat de apa ajunsă la nivelul fixat, obturează un orificiu *2*, prin care se scurge aer. Ca urmare, la capătul *3* al conductei alimentate cu presiunea p_a se va obţine un semnal de presiune p_c capabil să comande un element fluidic. Dacă orificiul *2* nu este obturat, aerul din conductă se scurge în atmosferă şi presiunea la capătul *3* este foarte mică, practic egală cu presiunea atmosferică.

În rezervor se găsesc două asemenea sesizoare care marchează cele două limite între care se reglează nivelul.

Ca dispozitiv de reglare se utilizează o schemă logică (fig. 12), în care elementul de bază este un bistabil bazat pe efectul Coandă (fig. 1).

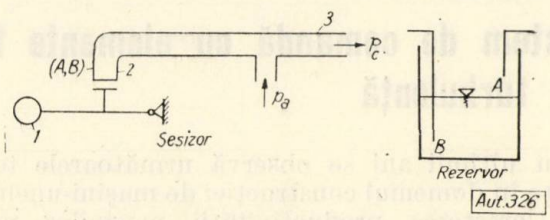


Fig. 10

În afară de bistabil, schema mai utilizează şi un element logic NU sau inversor, bazat tot pe efectul Coandă (fig. 11).

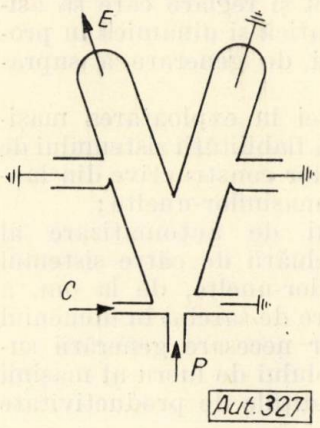
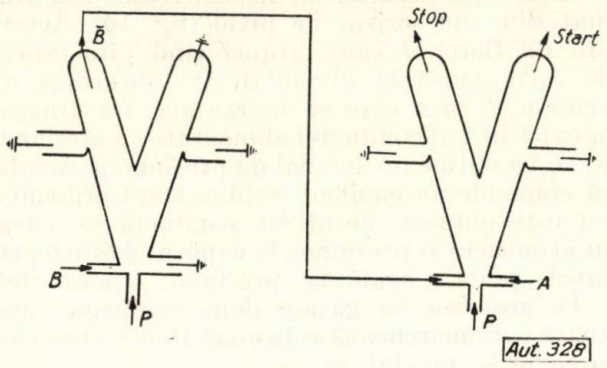


Fig. 11

Jetul P, în absenţa semnalului C, se ataşează numai la peretele stîng şi iese prin E, deci cînd $C = 0$, $E = 1$. Semnalul C desprinde jetul P şi-l îndreaptă spre atmosferă, în care caz $E = 0$. Deci cînd $C = 1$, $E = 0$.

Schema logică din figura 12 îndeplineşte condiţiile impuse prin tabela de adevăr de mai jos :

	A	B	Start	Stop
nivelul creşte	0	0	1	0
	0	1	1	0
	1	1	0	1
nivelul scade	0	1	0	1
	0	0	1	0



Fig, 12

În tabelă, cu A şi B s-au notat semnalele de la sesizoarele de nivel (fig. 10) şi care reprezintă, respectiv, nivelele superior şi inferior ale apei în rezervor.

Semnalele Start şi Stop sînt ieşirile din schema logică ; primul comandă pornirea electropompei care introduce apă în rezervor, cel de-al doilea oprirea electropompei.

Presiunile de alimentare p şi p_a ale dispozitivului logic sînt cuprinse între 300 şi 800 mm col. apă.

BIBLIOGRAFIE

[1] Florea, S. Găburici, V. *Amplificator fluidic bipoziţional cu factor de amplificare variabil.* Comunicare la sesiunea Institutului politehnic Cluj, decembrie 1969.

[2] Găburici, V. *Element fluidic cu trei stări utilizat în logica trivalentă.* Comunicare la sesiunea Institutului politehnic Cluj, decembrie 1969.

[3] Lush, P. A. *Investigation of the switching mechanism in a large scale model of a turbulent reattachement amplifier.* În : Proceedings of the second Cranfield conference, Cambridge 1967.

[4] Molle, R. *Les composants hydrauliques et pneumatiques de l'automatique.* Paris, Dunod.

Ing. DAN COSMIN

Sistem de comandă cu elemente fluidice de tipul amplificatorului cu turbulenţă

În ultimii ani se observă următoarele tendinţe în domeniul construcţiei de maşini-unelte :

— creşterea productivităţii maşinilor prin reducerea timpilor de prelucrare şi a timpilor auxiliari ca urmare a creşterii vitezelor de aşchiere şi a vitezei de poziţionare ;

— creşterea preciziei maşinilor prin îmbunătăţirea soluţiilor constructive şi prin realizarea unor sisteme de control şi reglare care să asigure o bună precizie statică şi dinamică în procesul de poziţionare şi de generare a suprafeţei ;

— creşterea siguranţei în exploatarea maşinilor prin îmbunătăţirea fiabilităţii sistemului de comandă şi a elementelor constructive din lanţurile cinematice ale maşinilor-unelte ;

— creşterea gradului de automatizare al maşinilor în sensul preluării de către sistemul de comandă al maşinilor-unelte, de la om, a unui volum cît mai mare de sarcini în domeniul prelucrării informaţiilor necesare generării suprafeţei şi asigurării ciclului de lucru al maşinii în conformitate cu condiţiile de productivitate şi de precizie impuse ;

— reducerea preţului de cost al maşinilor-unelte prin utilizarea unei soluţii constructive simple şi durabile de realizare a lanţurilor cinematice şi a sistemelor de comandă la un preţ de cost convenabil.

Utilizarea elementelor fluidice în construcţia sistemelor de comandă ale maşinilor-unelte corespunde tendinţelor de mai sus, oferind constructorului posibilitatea realizării unor sisteme de comandă similare celor electronice sub aspectul algoritmului de reglare şi comandă, mai ieftine şi mai sigure în exploatare, mai uşor de adaptat maşinii-unelte şi de întreţinut de către cei nefamiliarizaţi cu sistemele electronice.

Amplificatorul cu turbulenţă care stă la baza unui sistem logic de comandă realizează funcţia logică NICI. Principiul de funcţionare al amplificatorului este următorul (fig. 1) :

Jetul laminar creat de trecerea aerului, la o presiune de circa 100—200 mm col. apă, prin tubul *1* cu pereţi lucioşi, se menţine laminar şi pe porţiunea liberă *3* dacă nu există semnal de comandă sub formă de jet pneumatic de comandă la tuburile *4*.

În aceste condiţii, în tubul de ieşire *2* se recuperează circa 40 % din presiunea de alimentare.

Cînd se aplică în tubul *4* o presiune de comandă (de nivel energetic mult mai mic), presiunea de la ieşire scade brusc către valoarea 0.

Atribuind semnalului de ieşire valoarea Y şi semnalelor de intrare valorile X_1, X_2, X_3,

ecuaţia logică a amplificatorului cu turbulenţă este :

$Y = \overline{X_1 \cup X_2 \cup X_3}$, ceea ce reprezintă ecuaţia funcţiei logice NICI.

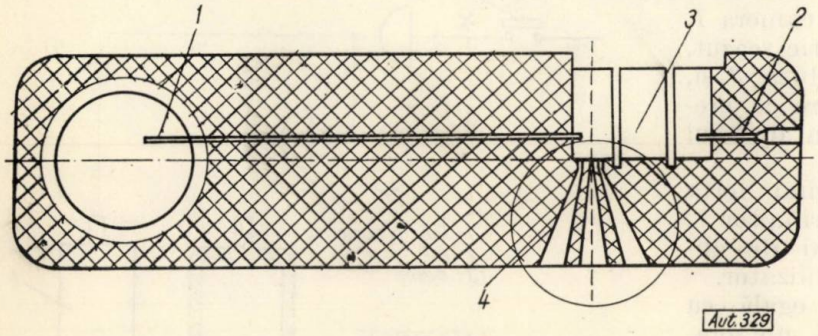


Fig. 1

Cercetările întreprinse au avut ca scop determinarea dimensiunilor amplificatorului cu turbulenţă şi optimizarea caracteristicilor lui statice şi dinamice.

Fenomenele complexe din punct de vedere aerodinamic fac ca găsirea unui model matematic să fie dificil de realizat şi mai ales de utilizat de către un nespecialist în aerodinamică.

Din această cauză, optimizarea s-a făcut prin metode de investigare experimentale, urmărindu-se realizarea unui optim impus reprezentînd un indice de calitate (o caracteristică) al amplificatorului cu turbulenţă, care să asigure siguranţa maximă în funcţionare.

Acest indice de calitate pentru amplificatorul cu turbulenţă este definit de factorul piramidal, adică de posibilitatea comandării de către un amplificator cu turbulenţă a cît mai multor amplificatoare similare.

Pe baza unui model experimental la care se pot regla uşor parametrii constructivi ai amplificatorului în funcţie de criteriul de optimizare amintit, s-au determinat dimensiunile unui amplificator cu turbulenţă cu următoarele caracteristici :

— presiune de alimentare 140 mm col. apă $\pm$ 10% ;

— nivel maxim al presiunii de ieşire fără sarcină 57 mm col. apă ;

— nivel minim al presiunii de ieşire fără sarcină 8 mm col. apă ;

— nivel minim al semnalului de comandă 15 mm col. apă ;

— număr maxim de elemente comandate (factor piramidal) *5* ;

— timp de comutare 2 ms ;

— nr. de intrări de comandă 3 ;

— dimensiuni de gabarit 102 $\times$ 28 $\times$ 7.

Elementul este realizat din masă plastică, prin procedeul de injectare.

La optimizarea soluţiei constructive s-a urmărit posibilitatea realizării uşoare a legăturilor dintre intrări şi ieşiri, a realizării alimentării elementelor, a realizării unui sistem de protecţie a zonei de interacţiune a jetului principal cu jeturile de comandă pentru a nu fi sensibil la alte acţiuni perturbatoare decît la cele de comandă.

De asemenea s-au luat măsuri constructive pentru eliminarea influenţei pereţilor de protecţie asupra jetului principal, iar pentru reducerea presiunii reziduale şi micşorarea timpului de comutare la trecerea de la starea de laminaritate la starea de turbulenţă s-a combinat acest fenomen cu fenomenul de aderenţă, introducînd în acest scop un profil în zona liberă.

Cu toate că timpul de comutare a amplificatorului cu turbulenţă îl situează pe acesta printre elementele fluidice mai lente, o serie de avantaje ale acestui amplificator l-au impus din punct de vedere al utilizării lui în sistemele de comandă ale maşinilor-unelte.

Avantajele principale în acest sens derivă din faptul că, nefiind sensibil la sarcină, amplificatorul cu turbulenţă se poate monta fără precauţii speciale (fără acordarea impedanţelor de intrare-ieşire) în schemele de comandă.

Nivelul relativ scăzut al puterii consumate facilitează posibilitatea alimentării amplificatorului cu turbulenţă de la sisteme de alimentare de joasă presiune (la care nu există pericolul de condensare).

Gradul de filtrare este cel obişnuit la elementele fluidice, utilizîndu-se în acest sens cu bune rezultate filtrele de aer din bronz sinterizat, care asigură un grad de filtrare de 5 μ mm.

Nivelul, relativ scăzut al presiunii de ieşire, determină necesitatea amplificării semnalului de

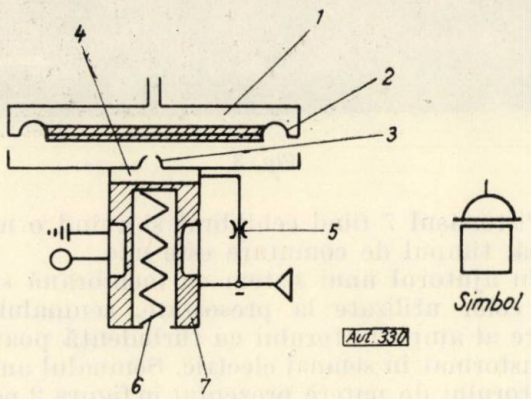


Fig. 2

ieşire în presiune şi în debit, deci în putere, de circa. 10 000 ori.

În figura 2 este prezentată schema de principiu a unui astfel de amplificator de putere

care amplifică semnalul de la $p_i = 10$ mm col. apă la $P_c = 6$ atm.

Amplificarea se realizează cu două etaje de amplificare, unul de tip duză-clapetă şi unul de tip sertăraş distribuitor.

După cum rezultă din figura 2, în camera *1*, presiunea de intrare, de nivel energetic scăzut, acţionează membrana *2*, obturînd duza *3* şi, prin aceasta, determinînd o creştere a presiunii în camera *4*, alimentată prin droselul fix *5*.

Presiunea din camera *4*, învingînd forţa arcului 6, deplasează pistonaşul distribuitor *7*, care realizează comutarea circuitului de alimentare de la sursa de presiune la utilizator.

Dacă, la intrare, presiunea este egală cu zero, în camera *4* presiunea se va micşora, deoarece prin duza *3*, neobturată, aerul va fi evacuat în atmosferă.

Arcul *6* va deplasa pistonaşul *7* în sus, realizînd legătura utilizatorului la atmosferă şi obturînd legătura acestuia cu sursa de alimentare (poziţia din figura 3).

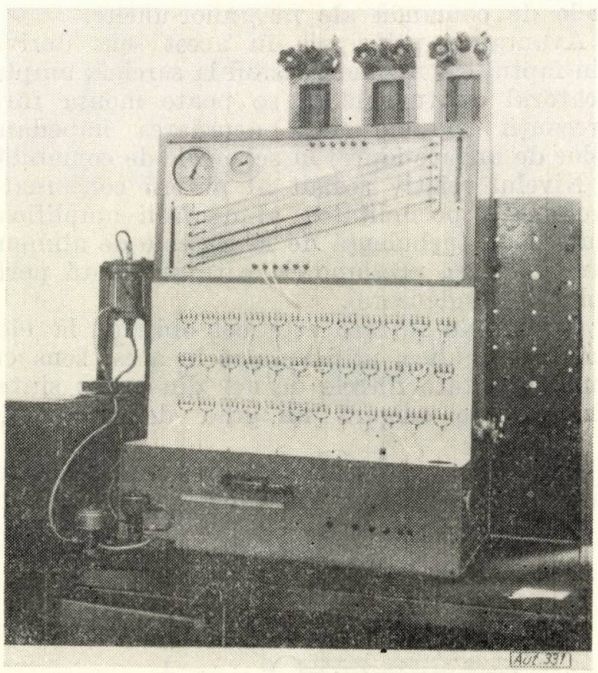


Fig. 3

Pistonaşul *7* fiind echilibrat şi avînd o masă mică, timpul de comutare este mic.

Cu ajutorul unui sistem cu membrană similar celor utilizate la presostate, semnalul de ieşire al amplificatorului cu turbulenţă poate fi transformat în semnal electric. Semnalul amplificatorului de putere prezentat în figura 2 poate acţiona orice fel de element de execuţie pneumatic utilizat în construcţia de maşini-unelte, de tipul motoarelor cu piston, de tipul motoarelor digitale, motoarelor rotative (cu turbină), unităţilor de avans pneumohidraulice, cuplajelor şi frînelor pneumatice etc.

De asemenea el poate acţiona distribuitoarele hidraulice comandate pneumatic făcînd prin aceasta legătura dintre sistemul de comandă cu

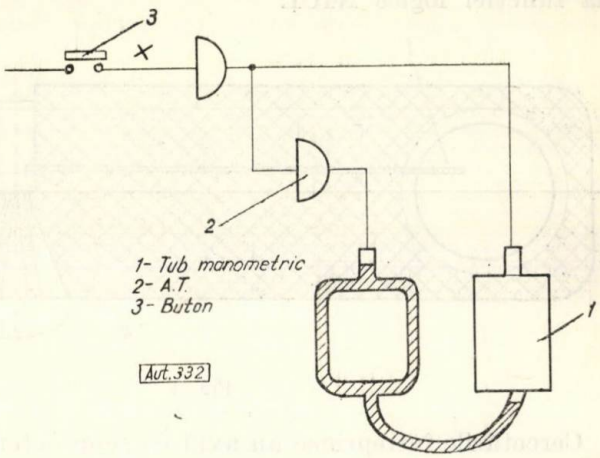


Fig. 4

elemente fluidice şi sistemul hidraulic de acţionare a lanţului cinematic.

Nivelul scăzut al semnalului de comandă al amplificatorului cu turbulenţă facilitează construcţia elementelor de obţinere a informaţiei.

În sistemul de comandă experimentat au fost dezvoltate o serie de elemente de obţinere a informaţiei ca : limitatoare de cursă, butoane (normal închise, normal deschise şi cu reţinere), traductoare de poziţie, incrementale şi în cod absolut.

Toate elementele componente ale unui sistem de comandă cu amplificatoare cu turbulenţă au fost realizate sub forma unui simulator, prezentat în figura 3.

Simulatorul curpinde 32 elemente fluidice, cinci amplificatoare de putere, elemente de execuţie de tipul motoarelor pneumatice cu simplu efect, cu dublu efect, şi un motor pneumatic digital.

Ca elemente pentru obţinerea informaţiilor se utilizează butoane normal deschise şi normal închise, limitatoare de cursă, traductoare cu jet întreruptibil şi cititoare de bandă perforată. Simulatorul mai cuprinde o secţiune pentru măsurarea presiunilor, formată din şase micromanometre cu tub înclinat pentru presiuni pînă la 200 mm col. apă şi două manometre pentru măsurarea presiunilor mari pînă la 6 kgf/cm^2.

Micromanometrele sînt utilizate şi ca elemente de vizualizare a mărimilor de intrare şi

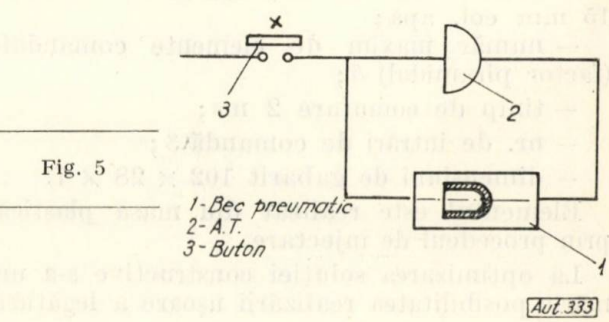


Fig. 5

ieşire ale schemelor de comandă realizate. În aceeaşi calitate mai poate fi utilizat şi un tip special de manometre *U*, prezentat în figura 4, care prin forma constructivă a tubului manometric indică valoarea mărimii *X* sub forma valorilor logice 0 sau 1.

În figura 5 este prezentat modul de conectare al „becului pneumatic", care serveşte aceluiaşi scop.

Principalele elemente structurale ale sistemelor de comandă cu elemente fluidice de tipul amplificatorului cu turbulenţă, realizate şi verificate pe simulator, sînt următoarele :

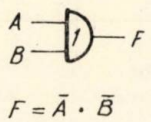
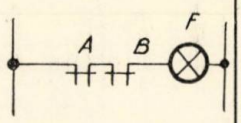
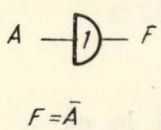
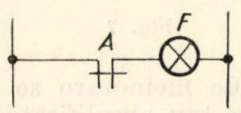
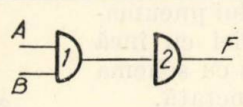
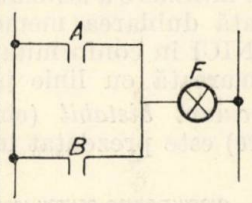
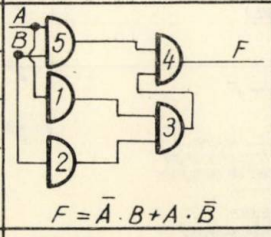
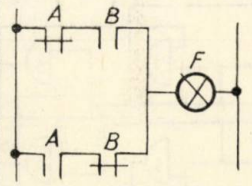
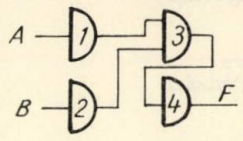
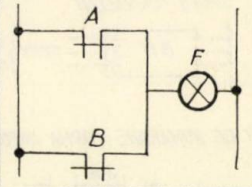
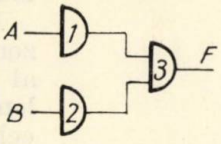
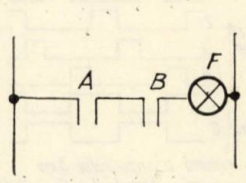
FUNCŢIA LOGICĂ	TABELA DE ADEVĂR			SIMBOLIZARE	SCHEMA ECHIVALENTĂ
NICI	A	B	F		
	0	0	1		
	1	0	0		
	0	1	0		
	1	1	0		
NU	A		F		
	1		0		
	0		1		
SAU	A	B	F		
	0	0	0		
	1	0	1		
	0	1	1		
	1	1	1		
SAU EXCLUSIV	A	B	F		
	0	0	0		
	1	0	1		
	0	1	1		
	1	1	0		
NAND	A	B	F		
	0	0	1		
	1	0	1		
	0	1	1		
	1	1	0		
ŞI	A	B	F		
	0	0	0		
	1	0	0		
	0	1	0		
	1	1	1		

Fig. 6

Funcţiile logice NICI. NU. SAU, SAU EXCLUSIV, NAND, ŞI, prezentate în figura 6, în care, pentru fiecare funcţie logică, sînt indicate tabela de adevăr, simbolizarea în conformitate cu schema sinoptică a amplificatorului cu

turbulenţă desenată pe placa frontală a simulatorului, şi schema echivalentă pentru comparaţie cu un sistem de comandă electric cu contacte.

Funcţia logică MEMORIE este prezentată în figura 7. Pentru cazurile cînd ieşirile A şi $\bar{A}$

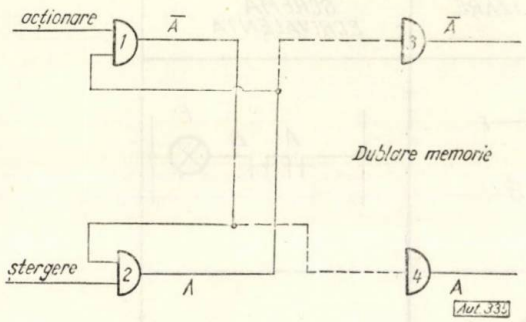


Fig. 7

ale circuitului de memorare se leagă la elemente de afişare sau amplificatoare de putere cu impedanţă pneumatică de intrare mare (ceea ce crează o întîrziere a semnalului pneumatic), este indicată dublarea memoriei cu încă două elemente NICI în conformitate cu schema de conexiuni, marcată cu linie punctată.

Circuitul basculant bistabil (circuitul binar pentru numărare) este prezentat în figura 8, în

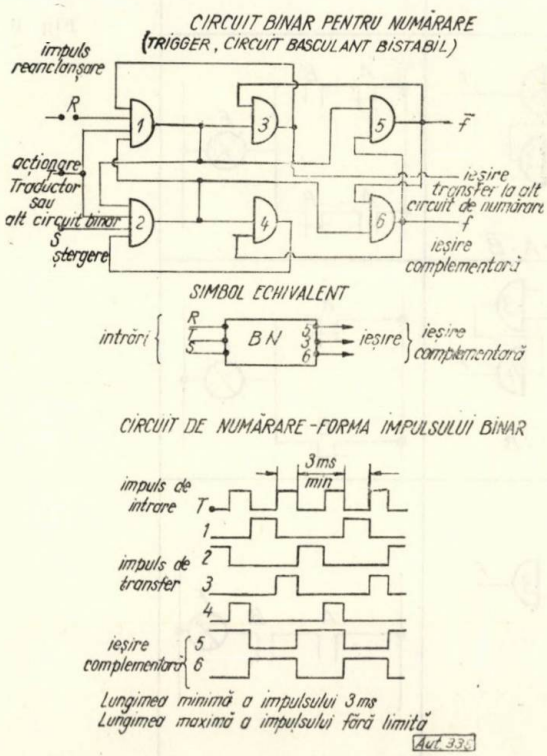


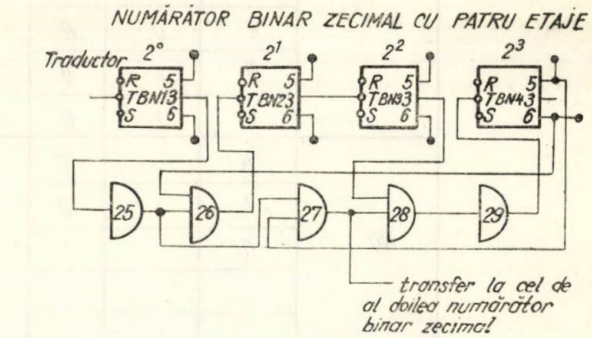
Fig. 8

varianta de realizare a acestui circuit cu şase amplificatoare cu turbulenţă. Condiţia de funcţionare este determinată de lungimea minimă a impulsului de intrare, care trebuie să fie de 3 ms.

Acest circuit realizează o divizare cu doi a impulsului de intrare.

Pe figură, în afara simbolului echivalent, se prezintă forma impulsului la ieşirea fiecărui amplificator cu turbulenţă al circuitului binar.

O aplicaţie a acestui tip de circuit este numărătorul binar zecimal cu patru etaje prezentat în figura 9.



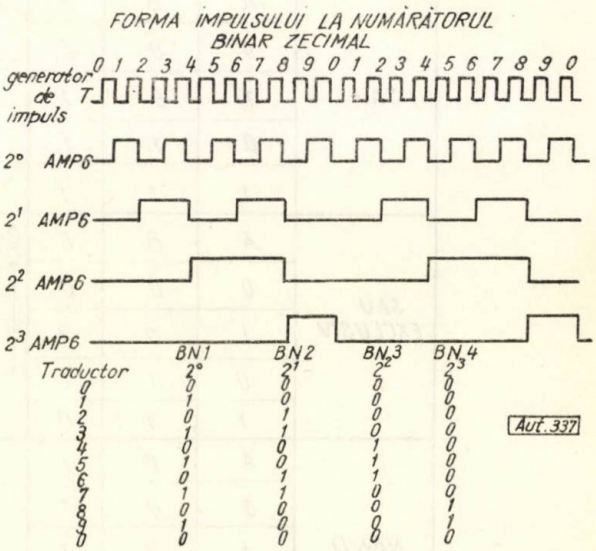


Fig. 9

Ieşirile 6 ale amplificatorului cu turbulenţă din fiecare circuit binar corespund unui ordin în sistemul de numeraţie binar.

Forma impulsului şi tabela de adevăr prezentate în figura 9, indică modul de funcţionare al acestui sistem. Amplificatoarele cu turbulenţă 25—29 realizează transferul impulsului la cel de al doilea circuit de numărare binar-zecimal, în momentul depăşirii celui de al 10-lea impuls, şi permit reluarea numărării în circuitul anterior de la 0 la 9.

Impulsurile la intrarea circuitului de numărare de tipul celor prezentate pot să fie primite de la un traductor de poziţie de tip incremental (în sistemele de comandă ale lanţurilor pneumatice de poziţionare cu comandă program) sau de la un generator de oscilaţie de

tipul celui prezentat în figura 10 (în sistemele de comandă în funcţie de timp [3]).

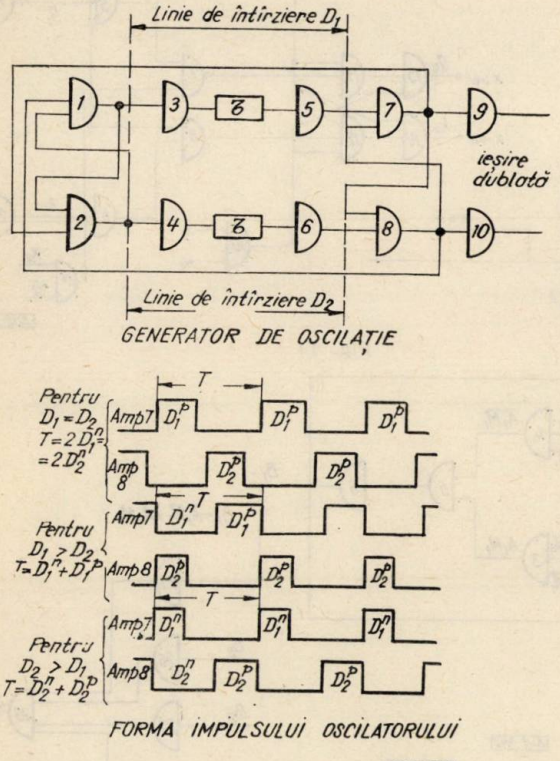


Fig. 10

Forma impulsurilor la ieşirea din generatorul de oscilaţie, amplificatoarele *7* şi *8* (de fapt dublate de amplificatoarele *9* şi *10*, pentru eliminarea influenţei impedanţei de ieşire) depind de raportul dintre întîrzierile create pe liniile de întîrziere D_1 şi D_2.

Aceste întîrzieri se realizează prin modificarea lungimii tubului de legătură dintre ieşirea amplificatorului *3* (respectiv *4*) şi intrarea amplificatorului *5* (respectiv *6*).

Întîrzierile maxime obţinute sînt de ordinul a circa 60—80 ms. O formă apropiată de forma dreptunghiulară a impulsului de ieşire din generatorul de oscilaţii se obţine cînd $D_1 \neq D_2$.

O clasă mare de elemente structurale ale circuitelor de comandă o formează *convertoarele*. În figura 11 este prezentată schema convertorului binar-zecimal, iar în figura 12, este prezentată schema convertorului zecimal-binar. Acest tip de convertor zecimal binar a fost utilizat, împreună cu motorul pneumatic digital, pentru realizarea unui sistem de poziţionare cu comandă program.

Un circuit special convertor este prezentat în figura 13. El este utilizat pentru acţionarea schemelor de afişaj cu becuri pneumatice, care servesc la afişarea numerelor în sistemul zecimal.

Cu ajutorul a 23 becuri pneumatice, montate în şapte grupe, se poate reprezenta sub formă grafică orice număr de la 0 la 9, cu ajutorul circuitului convertor prezentat în figura 13.

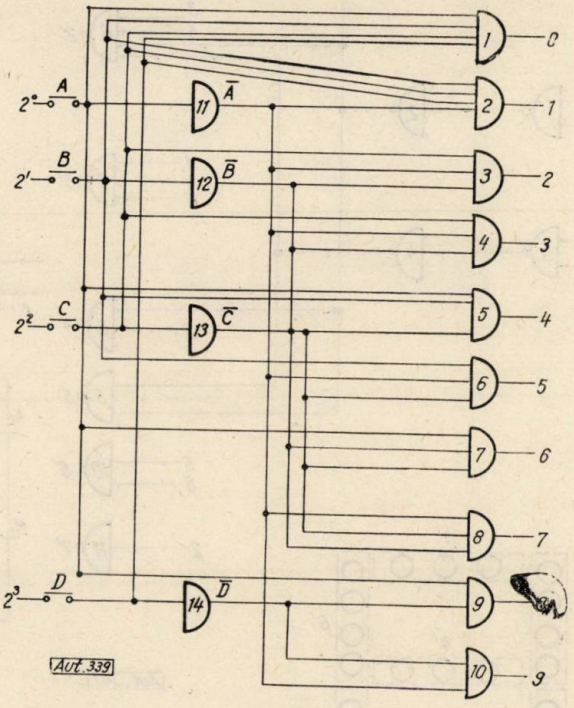
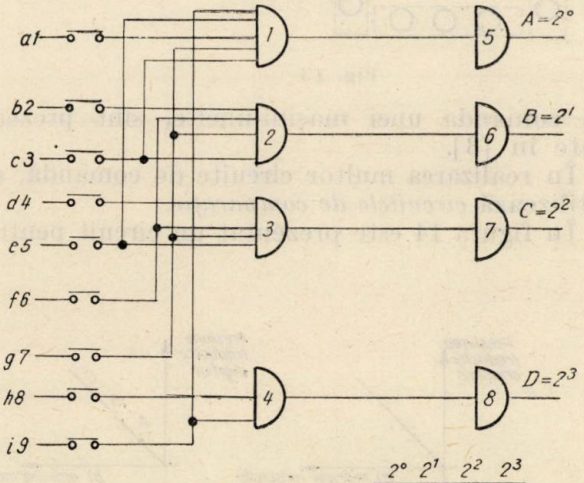


Fig. 11



	2^0 A	2^1 B	2^2 C	2^3 D
a 1	1	0	0	0
b 2	0	1	0	0
c 3	1	1	0	0
d 4	0	0	1	0
e 5	1	0	1	0
f 6	0	1	1	0
g 7	1	1	1	0
h 8	0	0	0	1
i 9	1	0	0	1

Fig. 12

Aplicaţii a noi tipuri de circuite convertor, combinate cu circuite de numărare şi utilizate

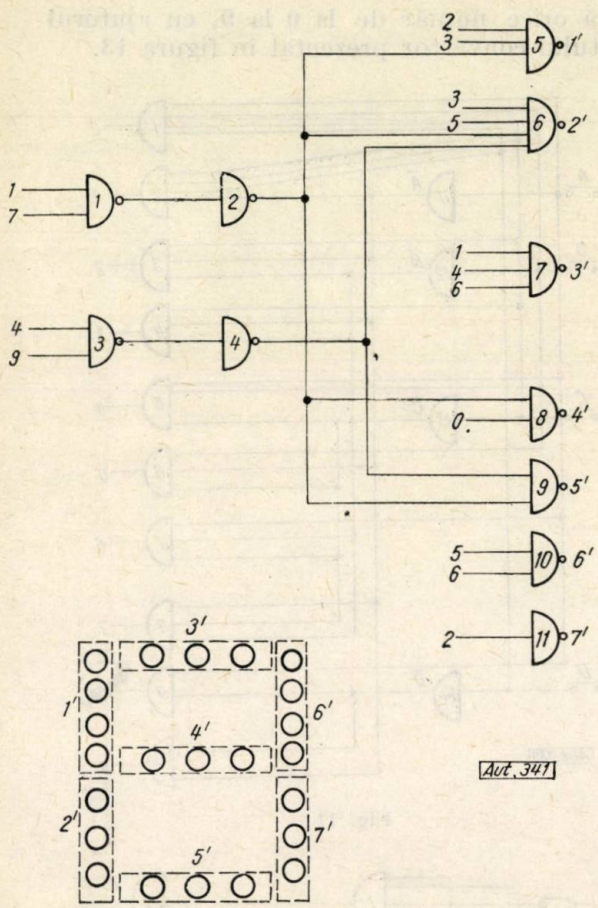


Fig. 13

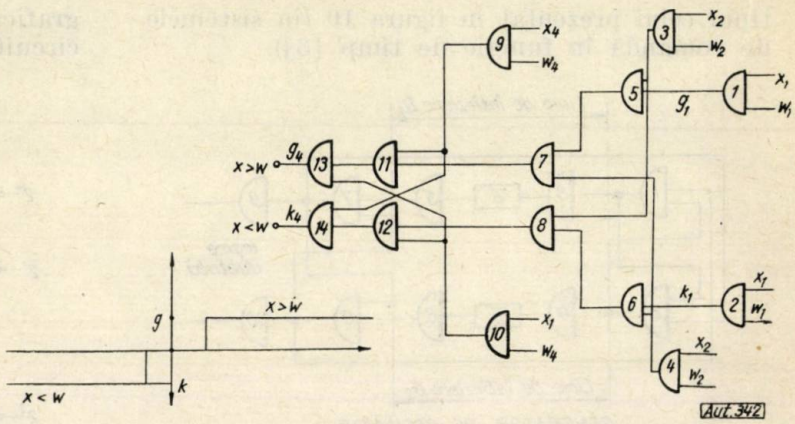


Fig. 14

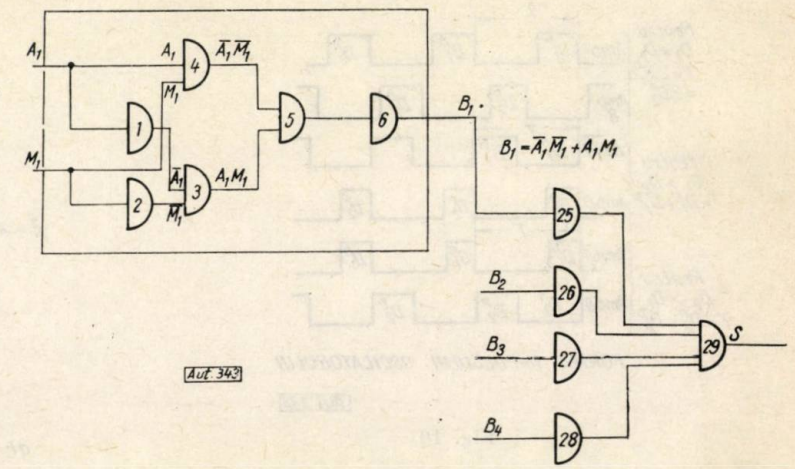


Fig. 15

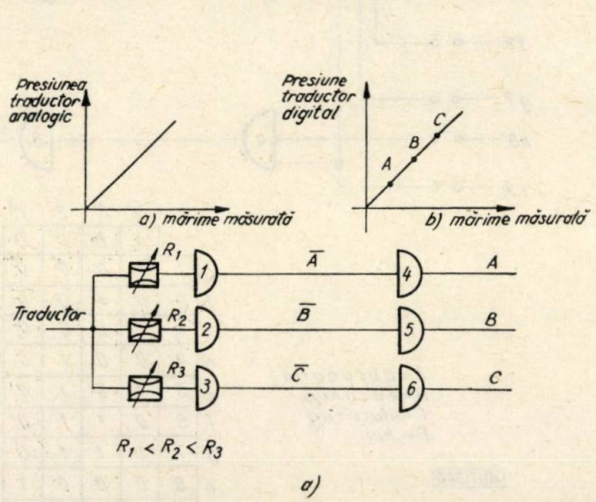
la comanda unei maşini-unelte, sînt prezentate în [3].

În realizarea multor circuite de comandă, se utilizează *circuitele de comparaţie.*

În figura 14 este prezentat un circuit pentru

Dacă $X < W$, va apărea semnalul *1* la ieşirea amplificatorului *14*. Dacă $X = W$, la ieşirile amplificatoarelor *13* şi *14* va fi semnalul 0.

Acest tip de comparator a fost utilizat pentru realizarea unui sistem de poziţionare cu comandă



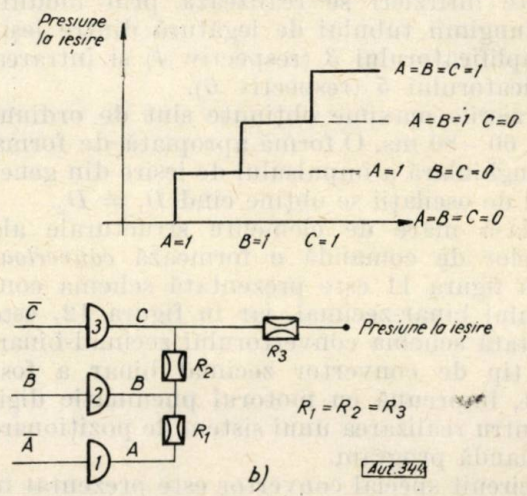


Fig. 16

compararea a două numere binare, avînd trei ordine de mărime.

În ipoteza că numărul $X > W$, va apărea semnalul *1* la ieşirea amplificatorului *13*.

program cu traductor de tip absolut. În această situaţie, X reprezintă valoarea poziţiei organului de lucru sub formă binară, transmisă de traductorul absolut, iar W reprezintă poziţia

programată sub formă binară, transmisă de cititorul de bandă perforată. Semnalele de ieşire de la amplificatoarele *13* şi *14*, amplificate în putere, acţionează asupra elementelor de execuţie în sensul stabilirii egalităţii dintre mărimile X şi W.

Un tip special de comparator este cel prezentat în figura 15. El compară patru ordine

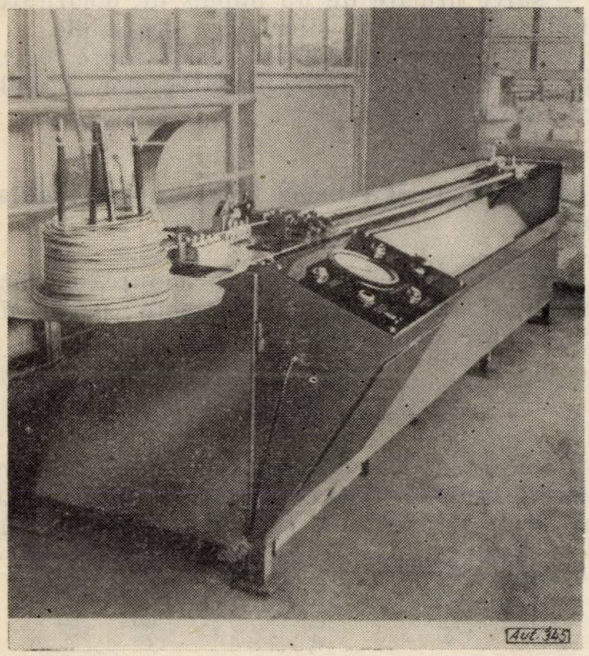


Fig. 17

binare ale mărimilor prezentate în sistemul binar zecimal. Dacă toate cele patru ordine binare $A_1 - A_4$ sînt egale cu $M_1 - M_4$, atunci $S = 1$.

În figura 16 sînt prezentate două tipuri de convertoare speciale, care permit prelucrarea în sistemul de comandă a mărimilor exprimate sub formă analogică şi digitală.

În figura 16, este prezentat un convertor analogic digital, iar în figura 16, b, un convertor digital analogic.

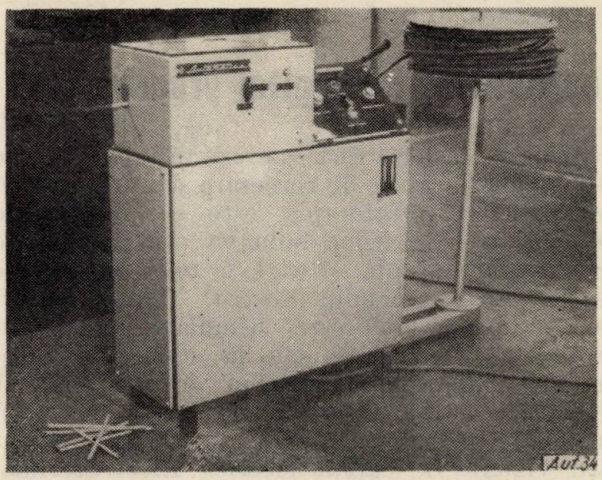


Fig. 18

Cu ajutorul elementelor structurale prezentate mai sus, au fost realizate sistemele de comandă a două maşini specializate, destinate executării cablajelor.

În figura 17 este prezentată o maşină de îndreptat, tăiat la lungime şi desizolat conductori, complet automată, a cărei schemă de comandă este realizată cu elemente fluidice.

În figura 18 este prezentată o maşină de debitat la lungimi variabile (între 100 şi 3 000 mm), cu precizie de 0,1 mm, complet automată, comandată cu elemente fluidice. Maşina dispune de un traductor analogic cu jet intreruptibil, care permite programarea în cîteva secunde a noilor dimensiuni ce trebuie debitate.

În prezent se experimentează sisteme de comandă pentru unităţi de avans pneumohidraulice cu comandă după program, care utilizează elemente structurale de comandă de tipul celor prezentate mai sus.

BIBLIOGRAFIE

[1] Stoneman, H. M. *The maxalog fluidic control system in fluidics in industry.* Nottingham.

[2] Parker, G. A. *The role of pure fluidic devices in machine tool application in fluidics in industry.* Nottingham, 1968.

[3] Dumitrache, I. *Contribuţii la sinteza elementelor şi circuitelor fluidice numerice.* Teză de doctorat, 1970.

Ing. ALEXANDRU BĂLĂNESCU

Neurostimulator digital programat

Stimularea electrică reprezintă unul dintre mijloacele moderne de cercetare şi tratament în medicină. Electroterapia este o metodă de refacere a ţesuturilor bolnave prin şocuri de curent sau tensiune şi ea este folosită încă de la începutul secolului nostru. Tehnica medicală modernă foloseşte stimularea în cazul protezelor electronice sau la stabilirea automată a diagnozelor. La noi în ţară s-au efecuat cercetări asupra posibilităţilor de a construi protezele pentru nevăzători bazate pe stimulaţii vizuale de curent electic. Electrotermia, electronarcoza, electrocardiografia şi electroencefalografia sînt exemple evidente de utilizare a aparatelor electronice în medicină. De asemenea apar tot mai multe aparate electronice şi în cercetarea medicală, în fiziologie, în psihologie, în neurologie etc. Aparatele pentru diagnoză automată concentrează toate aceste realizări şi sînt în centrul atenţiei în întreaga lume. Cu ocazia celei de a 2-a Conferinţe a electricienilor care s-a ţinut în ţara noastră în 1969 au fost prezentate realizări în domeniul aparatelor electronice pentru diagnostic medical de către cercetătorii de la Institutul de cercetări electronice.

Lucrarea de faţă va continua această linie prezentînd un aparat util atît pentru diagnostic automat cît şi pentru cercetările din fiziologie : neurostimulatorul digital programat.

Neurostimulatorul este un generator de impulsuri adaptat pentru scopuri medicale. Stimularea cu curenţi rectangulari este cea mai obişnuită, datorită uşurinţei cu care poate fi realizată generarea şi măsurarea stimulului. Pentru obţinerea unor alte forme de impulsuri se pot adapta, la ieşirea aparatului, circuite corespunzătoare. În circuitele de ieşire trebuie să se ţină seamă şi de faptul că impedanţa ţesutului şi a joncţiunii ţesut-electrod este predominant reactivă. Caracteristicile obişnuite ale unui neurostimulator sînt :

— frecvenţa între 0,1 Hz şi 2 kHz ;
— durata impulsului 10 μs — 10 s ;
— întîrzierea între impulsuri 10μs — 10 s ;
— amplitudinea de curent 10 μA — 100 mA ;
— amplitudinea de tensiune 1 mV — 250 V.

Neurostimulatorul trebuie să aibă posibilitatea de a emite :

— stimuli repetaţi, cu amplitudine, durată şi frecvenţe reglabile ;

— stimuli unici, cu amplitudine, durată şi întîrziere reglabile ;

— stimuli dubli cu amplitudine, durată, întîrziere şi polaritate reglabile în mod idependent ;

— stimuli bifazici ;

— salve de impulsuri, cu frecvenţa salvelor, durata salvei şi frecvenţa, amplitudinea şi durata impulsurilor din salvă reglabile independent ;

— salve urmate de un impuls de polaritate, amplitudine, durată şi întîrziere reglabile.

Astfel de performanţe pot fi obţinute foarte uşor cu ajutorul neurostimulatoarelor digitale programate.

Modul de lucru şi schema bloc a neurostimulatorului

Neurostimulatorul descris în lucrarea de faţă are două părţi funcţionale distincte : partea de programare şi neurostimulatorul propriu-zis.

1. *Partea de programare*

Rolul părţii de programare. Comanda neurostimulatorului se face cu ajutorul a cinci impulsuri (fig. 1) care sînt separate de intervalele

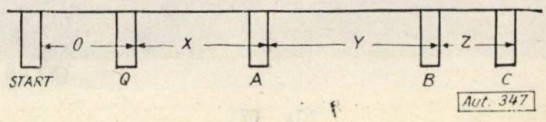


Fig. 1

O, X, Y şi Z. Acestea reprezintă intervalele de timp în care neurostimulatorul este activat sau nu şi fiecare dintre ele poate fi variat între 30 μs şi 10 s. Impulsurile care separă aceste intervale de timp se obţin cu ajutorul părţii de programare a neurostimulatorului şi ele comandă blocurile funcţionale ale neurostimulatorului propriu-zis.

Vom încerca să explicăm cît mai scurt funcţionarea părţii de programare (fig. 2). După cum se observă, plaja, destul de largă în timp, pe care poate varia oricare dintre intervalele de timp O, X, Y sau Z se datorează celor trei generatoare de impulsuri G_1 (30 μs), G_2 (1 ms) şi G_3 (100 ms), fiecare avînd perioada fixă şi egală cu valoarea corespunzătoare dintre paranteze. Frecvenţa dorită se obţine divizînd frecvenţa generatorului care este conectat la intrare. Fiecare interval de timp este stabilit anterior prin butoanele de programare. Comutatoarele K_1, KI_1, KI_2, KI_3 conectează generatorul corespunzător frecvenţei de bază alese, respectiv pentru intervalele de timp O, X, Y, Z. Numărul cu care se divizează frecvenţa de bază pentru oricare dintre intervalele de timp O, X, Y şi Z se fixează cu ajutorul a două comutatoare K_{10} şi K_{100} corespunzătoare. Fiecare dintre

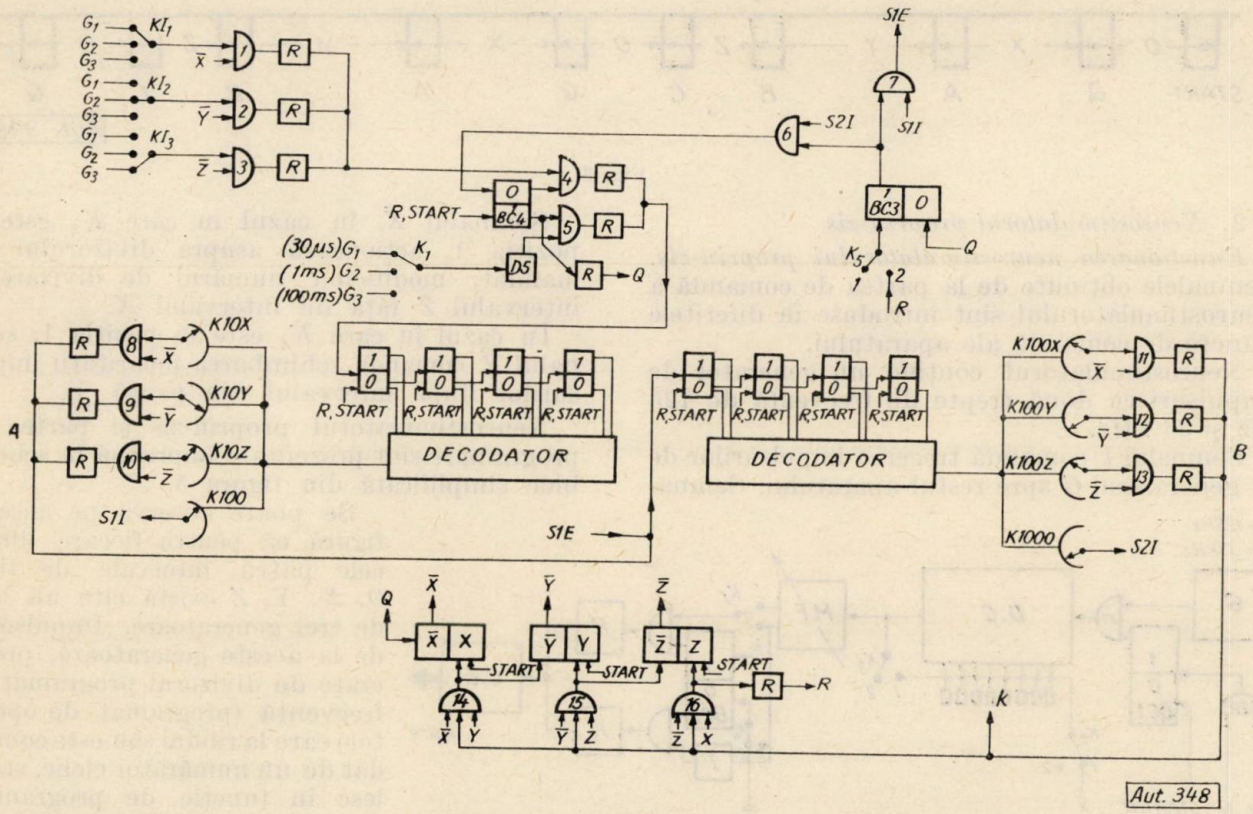


Fig. 2

aceste comutatoare au cîte zece poziţii, comutatorul K_{10} reprezintă unităţile, iar comutatorul K_{100} zecile.

Primul interval de timp din cadrul unui ciclu este intervalul 0 care reprezintă timpul scurs de la pornirea aparatului şi pînă la apariţia primelor impulsuri la ieşire. Întrucît acest interval trebuie să fie mai lung decît celelalte, se poate deplasa plaja sa de variaţie spre valori mai mari prin introducerea unui divizor suplimentar (DS) care divizează, cu o valoare fixă, frecvenţa generatorului conectat la intrare.

După stabilirea prin programare a duratei fiecărui interval, se porneşte aparatul. După epuizarea fiecărui interval de timp, aparatul deconectează generatorul corespunzător intervalului trecut şi conectează la intrarea divizorului generatorul de impulsuri corespunzător intervalului de timp care urmează. Această selecţie se face cu ajutorul semnalelor $\overline{X}$, $\overline{Y}$ şi $\overline{Z}$, conform programării anterioare.

Funcţionarea părţii de programare. Conectarea aparatului la sursa de alimentare este însoţită de impulsul START care aduce bistabilii de divizare, *BC4* (bistabilul de comandă nr. 4), *BC3* şi bistabilii numărătorului în inel în poziţia indicată pe figură (dacă săgeata este îndreptată spre pătrăţelul notat cu 1 înseamnă că semnalul respectiv aduce bistabilul în starea „1"). Semnalul START poate apărea şi după conectarea aparatului la sursa de alimentare, la o comandă manuală a operatorului.

Se observă că, după ce acţionează semnalul START, calea corespunzătoare comutatorului K_1 este deschisă şi impulsurile unuia dintre cele trei generatoare vor fi divizate. La apariţia unui front pozitiv, la ieşirea divizorului apare semnalul *S2I* care, găsind poarta *6* deschisă, comută *BC4* în starea „0". În acelaşi moment, la ieşirea lui *BC4* apare semnalul *Q* care aduce *BC3* în starea „0" şi *BX* (bistabilul *X*) în starea „$\overline{X}$". Acelaşi moment marchează începutul intervalului de timp *X*. Primul front de acţionare apare la ieşirea divizorului în punctul *B* şi va găsi calea de acces spre *BX* şi *BY*, din numărătorul ciclic, liberă. Ca urmare *BX* va trece în starea „$\overline{X}$", iar *BY* în starea „$\overline{Y}$". Astfel a fost selecţionat programul corespunzător intervalului de timp $\overline{Y}$.

La sfîrşitul perioadei *Z*, frontul pozitiv acţionează bistabilul *BZ* care trece în starea „*Z*" şi apare semnalul *R* (de revenire) care repune BC4 în starea „1" (dacă K_5 este în poziţia 1, ciclul ia sfîrşit pentru că *BC3* rămîne în starea „0" şi împiedică semnalul S2I să acţioneze *BC4*). Dacă K_5 este în poziţia 2, ciclul se repetă la nesfîrşit (fig. 3).

Distanţa în timp dintre două impulsuri consecutive din figura 3 este distanţa dintre frontul de acţionare a impulsului precedent şi frontul de acţionare a impulsului următor.

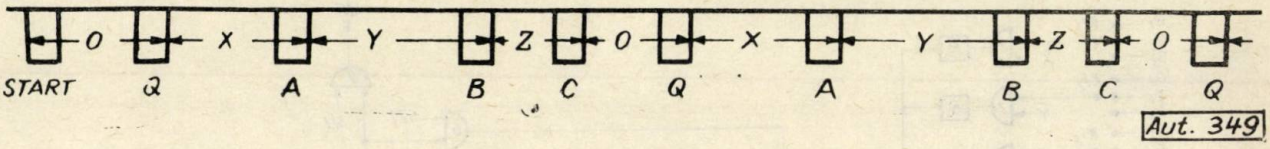


Fig. 3

2. *Neurostimulatorul propriu-zis*

Funcţionarea neurostimulatorului propriu-zis. Semnalele obţinute de la partea de comandă a neurostimulatorului sînt introduse în diferitele puncte de comandă ale aparatului.

Neurostimulatorul conţine un generator de impulsuri cu două trepte de frecvenţă de 125 Hz şi 33 kHz.

Semnalul k comandă trecerea impulsurilor de la generatorul G spre restul aparatului. Semnalul $\overline{X}$, în cazul în care K_2 este în poziţia 1, acţionează asupra divizorului comandat, modificînd numărul de divizare în intervalul Z faţă de intervalul X.

În cazul în care K_4 este în poziţia 1, semnalul $\overline{Y}$ comandă schimbarea polarităţii impulsurilor după intervalul din pauză Y.

Neurostimulatorul propriu-zis şi partea de programare sînt prezentate împreună în schema bloc simplificată din figura 5.

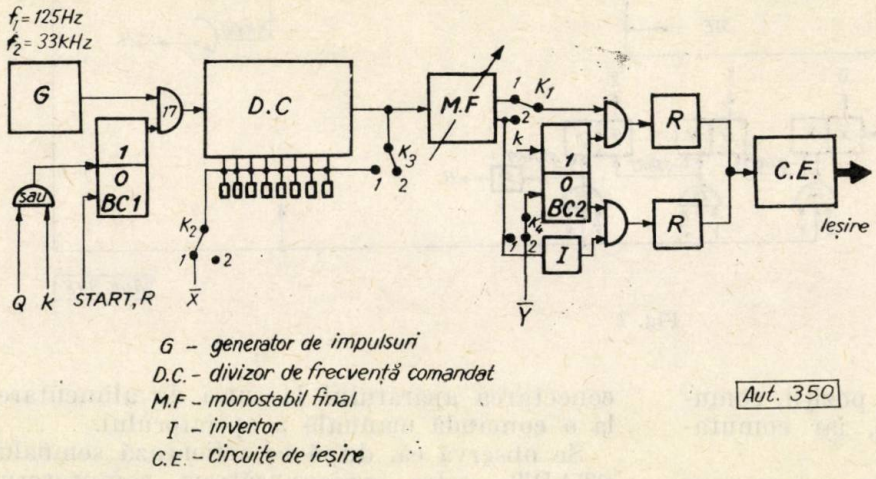


Fig. 4

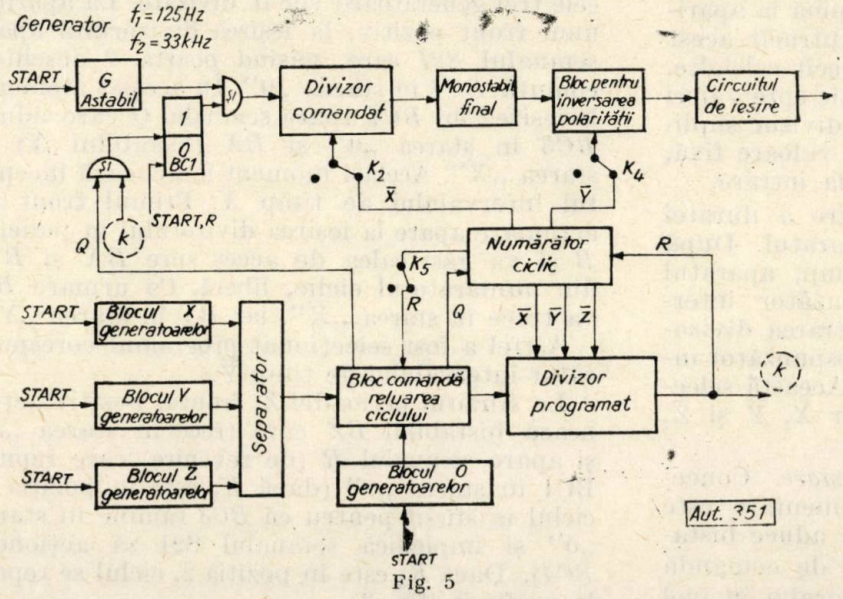


Fig. 5

Se poate observa pe această figură că pentru fiecare dintre cele patru intervale de timp O, X, Y, Z există cîte un bloc de trei generatoare. Impulsurile de la aceste generatoare, prelucrate de divizorul programat de frecvenţă (programat de operator) care la rîndul său este comandat de un numărător ciclic, stabilesc în funcţie de programare lungimea fiecărui interval de timp O, X, Y şi Z. Cu ajutorul circuitelor „ŞI" şi al bistabilului de comandă nr. 1 de la ieşirea generatorului principal (astabil) se împart intervalele de timp în intervale de pauză (O şi Y) şi intervale de generare (X şi Z, în care se generează impulsuri). Prin acţionarea comutatorului K_2 se poate schimba sau nu frecvenţa impulsurilor din intervalul Z faţă de frecvenţa impulsurilor din intervalul X. Monostabilul final stabileşte gradul de umplere al impulsurilor, iar dacă K_4 este închis se obţine schimbarea polarităţii impulsurilor din intervalul Z. Circuitul de ieşire conţine circuitele de reglaj al nivelului de ieşire al impulsurilor, circuitul de izolare, circuitul de adaptare la ţesut şi electrozii de ieşire. Mai trebuie adăugat că, prin contactul K_5, impulsul R poate comanda reluarea ciclului format din cele patru intervale de timp O, X, Y şi Z, creînd posibilitatea ca aparatul să livreze la ieşire trenuri de impulsuri.

lul Q deschide poarta *17*, astfel că în intervalul X apar impulsuri la ieşire, apoi k închide aceeaşi poartă pe intervalul Y şi o deschide pentru Z (fig. 4).

3. *Descrierea elementelor schemei bloc a neurostimulatorului*

Generatorul de impulsuri. Acest generator de impulsuri este un circuit astabil care are două

trepte de reglaj brut al frecvenţei şi posibilitatea de variere fină în jurul acestor trepte (fig. 6).

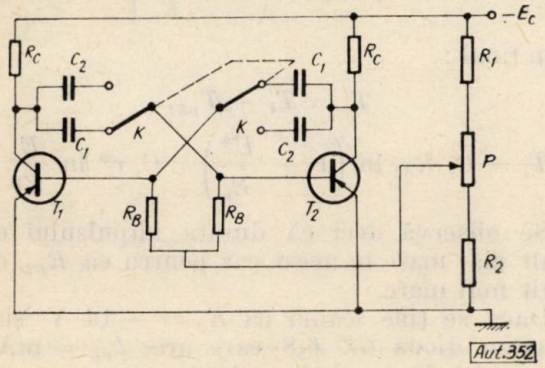
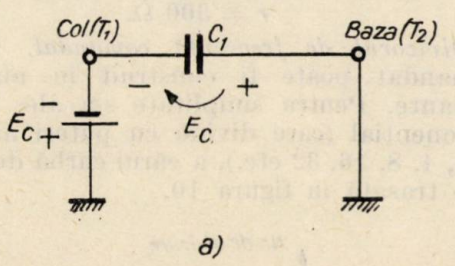


Fig. 6

Circuitul monostabil final. Circuitul monostabil este inclus în lanţul circuitelor de ieşire ale neurostimulatorului cu scopul de a livra circuitului de ieşire propriu-zis impulsuri corespunzătoare de lungime reglabilă. Se dau mai jos unele detalii din proiectarea acestui circuit care este prezentat în figura 7.

Proiectarea circuitului monostabil nu se deosebeşte cu nimic de proiectarea unui monostabil obişnuit, cu excepţia sistemului diodă Zener-rezistenţă introdus în paralel pe condensatorul C_1.



(T_1 saturat şi T_2 blocat) şi începe descărcarea condensatorului C_1.

Scăzînd tensiunea pe acest condensator, dioda Zener se va bloca, descărcarea continuînd prin circuitul clasic.

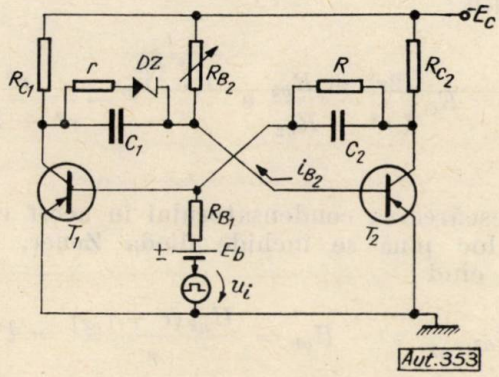


Fig. 7

Să considerăm acum cunoscuta relaţie (1) care reprezintă durata impulsului la un monostabil obişnuit şi la stabilirea căreia s-au folosit circuitele echivalente din figura 8 (a şi b):

$$T_i = C_1 \cdot R_{B2} \cdot (\ln 2). \qquad (1)$$

Pentru situaţia în care dioda Zener şi rezistenţa r fac parte din schema circuitului, cir-

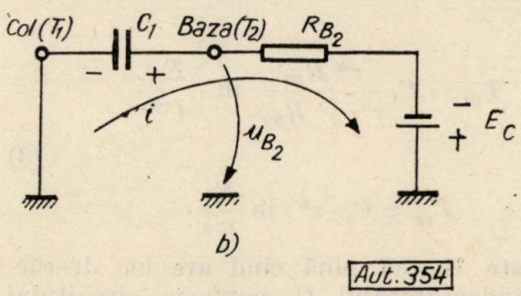


Fig. 8

Pentru ca să se poată uşor regla lungimea impulsului dat de circuit pe o plajă acceptabilă trebuie ca R_{B2} să fie o rezistenţă reglabilă de o valoare maximă destul de mare (de exemplu de 1 MΩ). Atunci cînd R_{B2} ar atinge valori apropiate de valoarea maximă, ar fi periclitată circulaţia curentului de bază i_{B2} al transistorului T_2. S-au introdus dioda DZ şi rezistenţa r tocmai pentru a păstra condiţiile de basculare ale monostabilului şi cînd R_{B2} ia valori atît de mari.

În starea staţionară a monostabilului, transistorul T_1 este blocat, iar T_2, saturat, astfel că condensatorul C_1 este încărcat la tensiunea E_c cu polaritatea arătată în figura 7. Această tensiune menţine dioda Zener deschisă, permiţînd ca curentul i_{B2} să se închidă prin rezistenţa r_{DZ} a diodei Zener şi rezistenţele r şi R_{c1} înseriate. În momentul în care este excitat, monostabilul trece în starea sa cvasistaţionară cuitul echivalent de descărcare a capacităţii C_1 se modifică după cum se arată în figura 9.

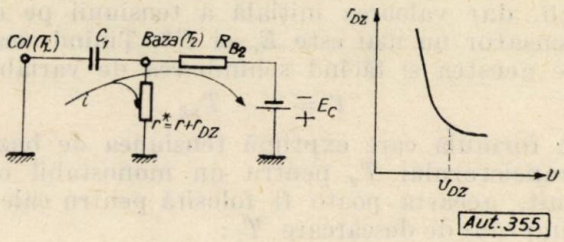


Fig. 9

Expresia curentului de descărcare în acest caz este:

$$i(t) = \left(\frac{2E_c}{R_{B2}} + \frac{E_c}{r^*}\right) e^{-\frac{1}{C_1 \frac{r^* R_{B2}}{r^* R_{B2}}}}.$$

Tensiunea de bază a lui T_2 se calculează în acelaşi mod:

$$U_{B2} = -U_{c1} = -\frac{1}{C_1}\int i dt;$$

rezultă:

$$U_{B2} = E_c\left(\frac{2r^* + R_{B2}}{r^* + R_{B2}}\, e^{-\frac{t}{C_1\frac{r^* R_{B2}}{r^* + R_{B2}}}} - \frac{r^*}{r^* + R_{B2}}\right). \tag{2}$$

Descărcarea condensatorului în acest circuit are loc pînă se închide dioda Zener, adică pînă cînd:

$$U_{B2(T_{DZ})} = -U_{c1} = \frac{U_{DZ}(r + r_{DZ})}{r} = U^*,$$

unde r_{DZ} este rezistenţa directă a diodei Zener (fig. 9).

Folosind relaţia (2) în ecuaţia de mai sus şi ţinînd seamă că:

$$r + r_{DZ} \ll R_{B2},$$

se obţine:

$$U^* = E_c\, e^{-\frac{T_{DZ}}{C_1\frac{r^* R_{B2}}{r^* + R_{B2}}}},$$

de unde:

$$T_{DZ} = C_1\frac{r^* R_{B2}}{r^* + R_{B2}}\ln\frac{E_c}{U^*}, \tag{3}$$

$$T_{DZ} \approx C_1 \cdot r^* \cdot \ln\frac{E_c}{U^*}.$$

T_{DZ} este timpul pînă cînd are loc descărcarea condensatorului C_1 conform circuitului din figura 9. După cum se observă din formula (3), acest timp este extrem de scurt. După acest interval de timp T_{DZ}, descărcarea se face din nou ca în circuitul din figura 8,b, dar valoarea iniţială a tensiunii pe condensator nu mai este E_c ci U^*. Ţinînd seamă de acestea şi făcînd schimbarea de variabilă:

$$t' = t - T_{DZ}$$

în formula care exprimă tensiunea de bază a transistorului T_2 pentru un monostabil obişnuit, aceasta poate fi folosită pentru calculul timpului de descărcare T_i:

$$U_{B2} = (E_c + U^*)\, e^{\frac{T_{DZ}}{C_1 R_{B2}}}(e^{-\frac{t}{C_1 R_{B2}}} - 1) + U^*$$

şi ştiind că:

$$U_{B2}(T_i') = (E_c + U^*)\, e^{\frac{T_{DZ}}{C_1 R_{B2}}}(e^{-\frac{T_i'}{C_1 R_{B2}}} - 1) + U^* = 0,$$

rezultă:

$$T_i' \approx C_1 R_{B2} \ln\left(1 + \frac{U^*}{E_c}\right),$$

şi în final:

$$T_i = T_i' + T_{DZ},$$

$$T_i = C_1 R_{B2}\ln\left(1 + \frac{U^*}{E_c}\right) + C_1 r^* \ln\frac{E_c}{U^*}.$$

Se observă deci că durata impulsului este mult mai mare în acest caz pentru că R_{B2} este mult mai mare.

Dacă se ţine seamă că $E_c = -14$ V şi se alege o diodă *GZ* 6,8 care are $I_{DZ} =$ mA şi $U_{DZ} = 6{,}5$ V, se obţin valorile:

$$r_{DZ} = \frac{U_Z}{I_Z} = \frac{6{,}5\,\text{V}}{25\,\text{mA}} = 260\,\Omega.$$

Se ţine seamă de relaţia:

$$U^* = \frac{r + r_{DZ}}{r}\, U_{DZ} = 13\ V < E_c,$$

$$\frac{r + r_{DZ}}{r} = 2,$$

$$r = 260\ \Omega;$$

pentru siguranţă se alege valoarea:

$$r = 300\ \Omega.$$

Divizorul de frecvenţă comandat. Divizorul comandat poate fi construit în mai multe variante. Pentru simplitate s-a ales divizorul exponenţial (care divide cu puteri ale lui 2: 1, 2, 4, 8, 16, 32 etc.), a cărui curbă de divizare este trasată în figura 10.

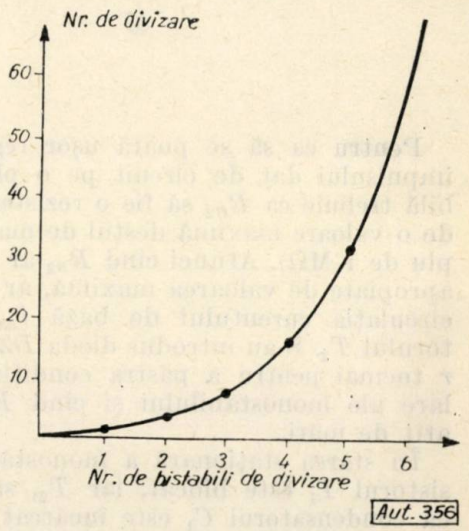


Fig. 10

Acest tip de divizor are o configuraţie logică destul de simplă. El constă într-un şir de bistabili, legătura dintre aceştia făcîndu-se prin intermediul unor porţi „ŞI", comandate la rîndul lor de un registru de comandă (fig. 11).

Un astfel de divizor cu opt celule poate diviza frecvenţa cu 1, 2, 4, 8, 16, 32, 64, 128, 256.

Pentru a stabili iniţial o anumită lungime a divizorului se apasă pe clapa aleasă (K_0, K_1, $K_2 \cdots K_n$), iar apoi pe butonul de acţionare manuală (B.a.m.).

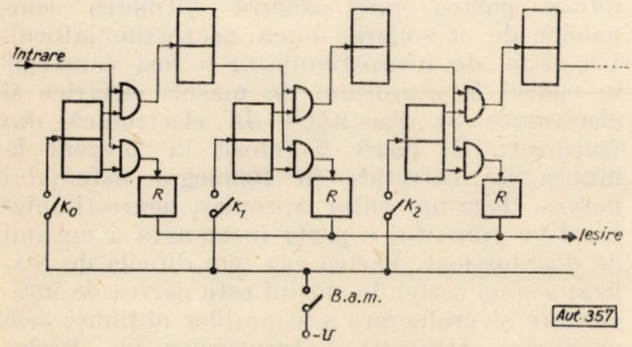


Fig. 11

Prin acţionarea butonului se deconectează intrarea bistabilului din registrul de comandă, a cărui clapă a fost apăsată iniţial de la o tensiune negativă $-U$, adică i se aplică un impuls treaptă.

Circuitul de ieşire. Efectul produs de stimulul electric depinde de intensitatea curentului ce trece prin ţesut. De aceea, pentru a se păstra condiţii constante de excitaţie independent de rezistenţa de contact a electrozilor, se folosesc neurostimulatoare de curent constant şi nu de tensiune constantă.

Pentru a se putea înregistra, la o distanţă mică de locul unde se excită cu impulsuri de ordinul volţilor, nişte tensiuni de ordinul microvolţilor trebuie circuite speciale pentru excitare. În caz contrar, datorită conductibilităţii preparatului şi capacităţilor parazite, impulsurile de stimulare trec direct spre înregistrator, făcînd imposibilă înregistrarea dorită (semnalul înregistrat ar fi complet acoperit de semnalul excitator).

Dacă se notează cu ρ raza electrozilor de excitare, cu α distanţa dintre ei, cu V_S potenţialul de excitaţie, cu λ distanţa dintre elec-

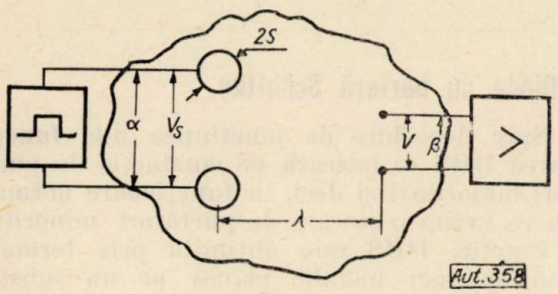


Fig. 12

trozii de excitare şi cei de înregistrare, iar β şi V sînt, respectiv, distanţa şi diferenţa de potenţial dintre electrozii de înregistrare (fig.12), atunci se poate exprima potenţialul creat prin interferenţă între electrozii de înregistrare, în funcţie de potenţialul de excitaţie, conform cu formula :

$$V = V_S \cdot \rho\, \alpha\, \beta\, \lambda^{-3}.$$

Pentru a preveni toate neajunsurile arătate mai sus se foloseşte un circuit special de ieşire care poate fi ca circuitul din figura 13.

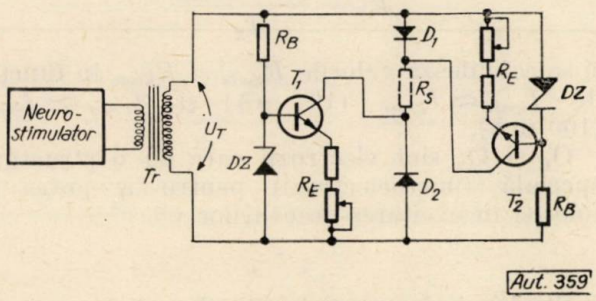


Fig. 13

Circuitul este alcătuit din două stabilizatoare de curent care lucrează în contratimp, fiecare pentru o anumită polaritate. Transformatorul Tr este un transformator special pentru impulsuri. Atunci cînd în primar apare un impuls, la bornele secundarului se sesizează tensiunea U_T.

Să arătăm modul de proiectare a uneia dintre secţiunile stabilizatoare de curent (fig. 14).

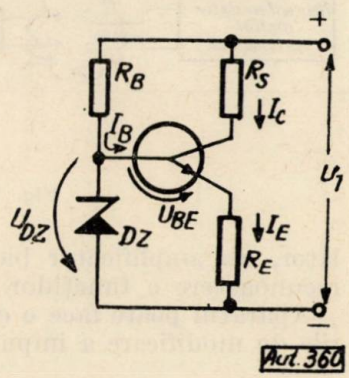


Fig. 14

Rezistenţa R_B se proiectează în funcţie de curentul cerut de dioda DZ. Pentru celelalte rezistenţe se pot scrie ecuaţiile :

$$I_c\, R_S + U_{cE} + I_E\, R_E = U_T.$$

$$U_T = U_{BE} + I_E\, R_E.$$

Se consideră $I_c \approx I_E = 1$ mA (valoare medie între 10 μA şi 100 mA), astfel încît ecuaţiile devin :

$$R_E = U_T - U_{BE}, \qquad (2)$$

$$U_T = U_{cE} + R_E + R_S, \qquad (1)$$

R_E şi R_S fiind exprimate în kΩ.

Se alege transistorul ţinînd seamă de frecvenţa necesară şi de curentul maxim admisibil.

Apoi se găsesc în caracteristici valorile U_{cE} şi U_{BE} pentru curentul mediu $I_c = 1$ mA.

În cele din urmă, datorită faptului că R_S este rezistenţa ţesutului şi valoarea ei medie este cunoscută, se determină din cele două ecuaţii mărimile U_T şi R_E. Se consideră din nou relaţia :

$$R_E = \frac{U_T - U_{BE}}{I_E}$$

şi se calculează valorile R_{Emin} şi R_{Emax} în funcţie de $I_{cmin} \approx I_{Emax}$ (10 μA) şi $I_{cmax} \approx I_{Emax}$ (100 mA).

O_1 şi O_2 sînt electrozii care au o structură specială (microelectrozi) pentru a putea fi folosiţi în excitarea ţesuturilor vii.

* * *

Studiind răspunsul ţesuturilor vii la excitantul electric, se poate determina starea lor normală sau patologică, creînd astfel posibilitatea ca electrostimularea să fie o metodă preţioasă la diagnosticarea anumitor maladii ale sistemului neuromuscular. Se poate imagina o instalaţie (fig. 15) formată dintr-un neurostimulator, un amplificator biologic şi o maşină de recunoaştere a funcţiilor.

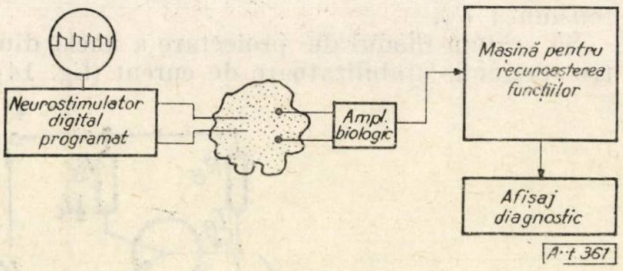


Fig. 15

Aparatul poate face o comparaţie între cazurile de modificare a impulsurilor întîlnite anterior de maşină şi modificarea datorită ţesutului de sub electrozi. În cazul în care maşina a stabilit o identitate între cele două astfel de cazuri, ea afişează diagnosticul.

Din instalaţia destinată diagnosticării automate, în lucrarea noastră am prezentat deci numai partea care asigură obţinerea semnalelor de stimulare, adică neurostimulatorul. Un astfel de neurostimulator a fost construit în cadrul laboratorului de măsuri electrice şi electronice al Facultăţii de electronică din Bucureşti. El poate fi folosit în prezent la munca de cercetare în fiziologia sistemului nervos. Într-un viitor apropiat, neurostimulatorul va constitui o parte însemnată a maşinii de diagnosticat. Partea cea mai dificilă de realizat a unei astfel de maşini este partea de înregistrare şi prelucrare a stimulilor obţinuţi prin excitarea artificială a ţesuturilor vii. Prelucrarea şi interpretarea informaţiilor obţinute prin excitare artificială se vor face de către calculatoare specializate în acest sens. Tehnica de diagnosticare automată se află încă la începuturile ei, preocupări în această direcţie existînd acum în S.U.A., U.R.S.S. şi alte ţări.

La noi în ţară există laboratoare de cercetare în fiziologia sistemului nervos, la aceste cercetări folosindu-se neurostimulatoare fabricate de către firme străine, iar stimulii fiind vizualizaţi la osciloscop. Tehnica folosită în laboratoarele noastre va fi mereu perfecţionată dată fiind importanţa înzestrării tehnicii medicale cu aparate moderne pentru diagnostic şi tratament.

BIBLIOGRAFIE

[1] Felea, I. ş.a. *Circuite cu semiconductori în industrie. Aparate de măsurat.* Bucureşti, Editura tehnică, 1970.
[2] *Electronica în medicină.* Bucureşti, Editura tehnică, 1964.
[3] Nicolau, Ed., Popovici, Al. *Algoritmi, automate finite, calculatoare.* Bucureşti, Editura ştiinţifică, 1970.

NOUTĂŢI

Actualităţi în tehnologia planară. Dioda cu barieră Schottky

Realizare. Dioda cu barieră Schottky (DBS) sau dioda cu purtători fierbinţi (hot carrier diode) este un dispozitiv semiconductor relativ nou, destinat în special funcţionării la foarte înaltă frecvenţă şi comutaţiei ultrarapide. Se poate spune că ea acoperă golul între cunoscuta diodă cu contact punctiform şi dioda cu joncţiune p-n. DBS rivalizează cu prima în ceea ce priveşte performanţele de frecvenţă şi o depăşeşte în uniformitate, reproductivitate, performanţe de zgomot, fiabilitate.

Spre deosebire de joncţiunea p-n, funcţionarea DBS se bazează pe conducţia de purtători majoritari şi deci, în funcţionare normală, nu va exista o stocare de purtători minoritari.

Practic, DBS este obţinută prin formarea unui contact metalic planar pe un substrat semiconductor dopat, n sau p, tehnologia de realizare fiind perfect compatibilă cu tehnologia de realizare a circuitelor integrate bipolare.

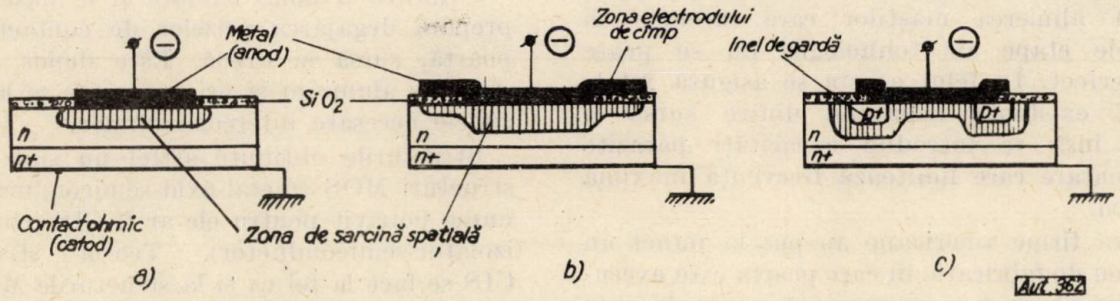
Ecuaţia caracteristicii U—I a unui contact metal-semiconductor are forma :

$$I = I_s \, (\exp \, qv/nkT - 1).$$

În cazul ideal, $n = 1$.

Experimental, s-a constatat că diodele planare metal-semiconductor au caracteristici inverse moi, tensiuni de străpungere scăzute şi un zgomot excesiv. Aceste abateri de la cazul ideal sînt date de efectele de margine la periferia contactului metalic [1], (fig. 1,*a*).

Prin realizarea pe aceeaşi plachetă a unor transistoare convenţionale şi a unor transistoare cu barieră Schottky se pot obţine avantaje deosebite. De exemplu, într-un circuit de numărare binar, realizat cu transistoare cu barieră Schottky, transistoarele convenţionale,



Fig, 1

Pentru înlăturarea efectelor de margine, în prezent se utilizează două structuri tipice de diode cu barieră Schottky (fig. 1,*b* şi *c*).

În cazul diodei din figura 1,*b*, zona contactului metalic, expandată peste SiO_2, are rolul unui electrod de cîmp. În cazul polarizării inverse a diodei, regiunea de sub expandare este menţinută în „sărăcire" de către cîmpul aplicat pe suprafaţa semiconductorului.

Datorită extinderii zonei de sarcină spaţială pe o distanţă mărită şi măririi razei de curbură a joncţiunii induse de cîmp, tensiunea de străpungere a diodei va atinge valori mai mari, iar caracteristica U—I rezultantă va fi de tip „tare".

Tot pentru reducerea efectelor de margine s-a propus structura din figura 1,*c*. Se observă existenţa unui inel de gardă difuzat sub zona periferică a contactului metalic. Joncţiunea p-n astfel obţinută are o tensiune de străpungere superioară tensiunii de străpungere a diodei simple metal-semiconductor.

ABS cu structuri similare celor din figurile 1,*b* şi *c* au caracteristici electrice practic ideale, *n* fiind foarte apropiat de 1.

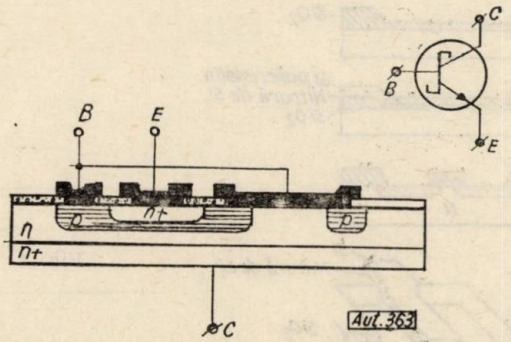
Aplicaţii. Absenţa stocării purtătorilor minoritari face DBS ideale pentru aplicaţii în microunde: mixere, detectoare etc. Ca dispozitiv „discret" se folosesc în special diodele cu protecţie metalică (fig. 1,*b*).

La un curent dat, DBS are o cădere de tensiune directă mult mai mică decît o joncţiune p-n de aceeaşi arie. Rezultă că, prin conectarea unei DBS în paralel cu joncţiunea colector-bază a unui transistor bipolar („clampare"), se poate evita saturarea excesivă a acestuia, obţinîndu-se o reducere substanţială a timpului de blocare. Se obţine $t_{off} \leqslant 1$ ns, faţă de circa 6 ns la cele mai bune transistoare realizate prin dopare cu aur (fig. 2).

Circuitele integrate DTL, realizate cu transistoare cu barieră Schottky, sînt la fel de rapide ca circuitele integrate TTL convenţionale.

mai lente, pot fi utilizate la stocarea informaţiei.

De curînd, firma Texas Instruments a prezentat circuite integrate TTL cu transistoare cu barieră Schottky: seria SN54S/74S, compatibilă cu cunoscuta serie SN54/74. Pe lîngă



Fig, 2

viteza de comutaţie mult sporită se obţine şi o reducere a puterii disipate la circa 20 mW/poartă.

O memorie adresabilă de 64 biţi, utilizînd componente cu barieră Schottky (realizată de firma INTEL), are un consum de 6 mW/bit. În comparaţie cu o memorie bipolară clasică, memoria cu componente Schottky ocupă o suprafaţă redusă cu 30%.

Tehnologia relativ simplă, reducerea puterii disipate şi a dimensiunilor, viteza de lucru mare fac în prezent posibilă realizarea unor circuite integrate pe scară largă (LSI) pe bază de componente cu barieră Schottky.

BIBLIOGRAFIE

[1] A. Y. C. Yu, Snow, E. H. În: J. appl. phys., vol. 39, 1968, p. 3008.
[2] A. Y. Yu, Mead, C. A. În: Solid state electronics, vol. 13, 1970, p. 97.
[3] Zettler, R. A., Cowley, A. M. În: IEEE trans. electron. devices, ED16, 1969, p. 58.

Adrian Cogan

Circuite integrate MOS cu poartă de siliciu

În fabricarea transistoarelor MOS în tehnologie clasică este necesară o suprapunere parţială a porţii peste zonele de sursă şi drenă, întrucît alinierea măştilor care intervin în diferitele etape ale tehnologiei nu se poate face perfect. În felul acesta se asigură întotdeauna existenţa canalului dintre sursă şi drenă, însă se introduc capacităţi parazite suplimentare care limitează frecvenţa maximă de lucru.

Cîteva firme americane au pus la punct un procedeu de fabricaţie în care poarta este executată din siliciu şi care prezintă avantaje nete faţă de procedeul clasic de fabricaţie.

Procedeul firmei INTEL de fabricare a unui astfel de dispozitiv porneşte de la o plachetă de tip *N* a cărei suprafaţă se oxidează pe o

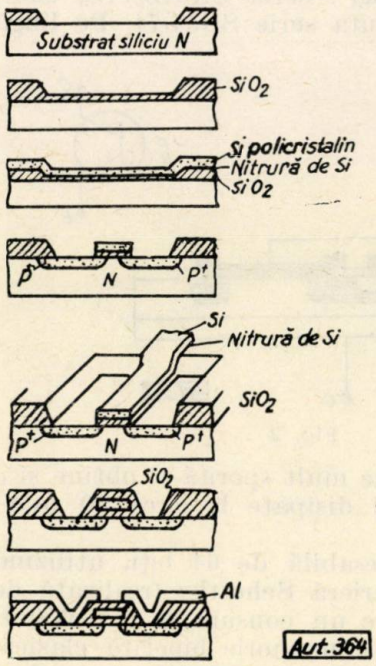


Fig. 1

grosime de 1 μ. În locul unde trebuie construit transistorul se îndepărtează oxidul şi se creşte un strat subţire de oxid de siliciu de 0,1 μ. Toată suprafaţa este acoperită cu un strat pasivant de nitrură de siliciu, apoi de siliciu policristalin. Nitrura de siliciu este folosită pentru a împiedica migrarea ionilor metalici din siliciul policristalin în oxidul de siliciu.

O a doua mascare precede deschiderea ferestrelor sursei şi drenei. Se difuzează apoi bor şi se obţin sursa, drena şi poarta care este formată din siliciu policristalin de tip P, degenerat datorită difuziei.

Urmează o nouă oxidare şi o mascare care prepară degajarea prizelor de contact pentru poartă, sursă şi drenă. Este depus apoi un strat de aluminiu şi prin mascare se lasă doar zonele necesare interconexiunilor.

Structurile obţinute astfel nu sînt de fapt structuri MOS (metal-oxid-semiconductor). Un nume potrivit pentru ele ar fi CIS (conductor-izolator-semiconductor). Teoria structurilor CIS se face la fel ca şi la structurile MOS.

Transistoarele CIS şi mai ales circuitele integrate CIS prezintă avantaje mari faţă de cele de tip MOS. În primul rînd, prin faptul că diferenţa de potenţial de contact este mult mai mică la contactul siliciu policristalin-siliciu faţă de contactul aluminiu-siliciu, tensiunea de prag a dispozitivului scade la 1,5—2 V (faţă de 3,5—5 V la MOS), pentru orientarea (111) a cristalului, şi la 0,4—1,2 V (faţă de 2—3 V), pentru orientarea (100). Niveluri de semnal de deschidere atît de coborîte fac posibilă conectarea cu circuite logice bipolare.

Faptul că nu sînt necesare suprapuneri ale porţii cu sursa şi drena scade capacităţile dispozitivului, în felul acesta dublîndu-se viteza de lucru a circuitelor.

Un alt avantaj este densitatea de integrare mai mare. Cu noul sistem, un element ocupă aproximativ 2/3 din suprafaţa unui element construit cu sistemul standard. De asemenea creşte posibilitatea de a face interconexiuni, întrucît sînt disponibile două plane în care se poate face această operaţie : siliciul policristalin şi aluminiul (plane separate de bioxid de siliciu).

CIS permite fabricarea pe aceeaşi plachetă, în acelaşi timp, a unor circuite bipolare, deoarece poarta construită din siliciu difuzat cu bor nu se deteriorează la temperaturile înalte la care se fac difuziile de emitor şi bază. Astfel complexitatea circuitelor care se pot construi după noua tehnică creşte considerabil.

BIBLIOGRAFIE

[1] Lilien, În : Électrique industrielle, iun 1970.
[2] Faggin, F., Klein, Th. În : Electronics, 29 sept 1969
[3] Grove. În : L'onde électrique, oct 1970.

Dorel Jurcovan

Circuite integrate logice obţinute prin tehnologia MOS-complementar

Elementele de bază în tehnologia MOS-complementar sînt aceleaşi ca şi în cazul tehnologiei MOS obişnuite: invertorul şi poarta de transmisie. Deosebirea constă în utilizarea în cazul de faţă a transistoarelor MOS, atît cu canal p, cît şi cu canal n, ambele tipuri fiind dispuse pe acelaşi substrat.

Schema electrică şi realizarea constructivă a invertorului sînt redate în figura 1, respectiv 2.

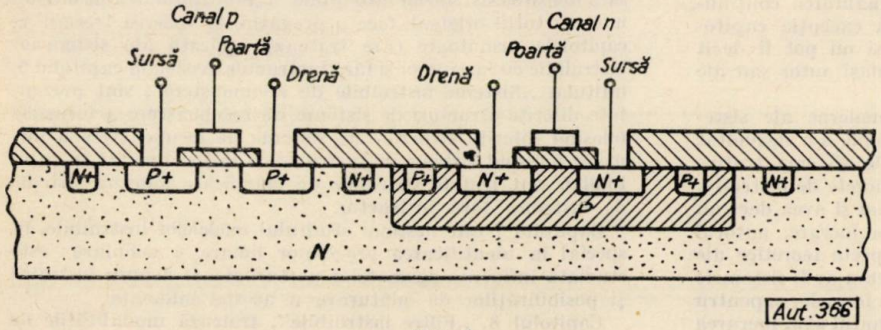


Fig. 1

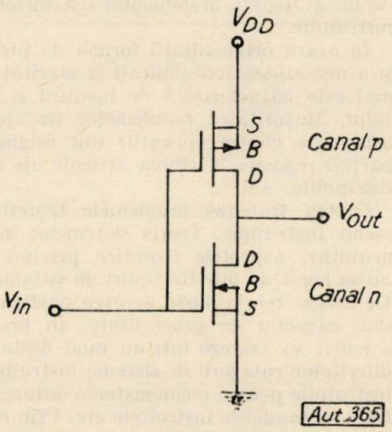


Fig. 2

Se observă că transistorul cu canal n conduce atît timp cît $V_{in} > V_{thn}$, iar cel cu canal p atît timp cît $V_{DD} - V_{in} > |V_{thp}|$. Ca urmare există două domenii ale tensiunii de intrare cărora le corespund două domenii ale tensiunii de ieşire, în care conduce doar unul dintre transistoare, celălalt fiind blocat. Acestor domenii li se pot asocia stările logice „0" şi „1". Rezultatul este că în ambele stări logice divizorul format de cele două transistoare înseriate este practic blocat, consumul de curent fiind extrem de redus. Evident există şi valori ale tensiunii de intrare pentru care conduc ambele transistoare, dar dacă fronturile impulsurilor aplicate la intrare sînt suficient de rapide atunci trecerea prin aceste valori este şi ea rapidă şi consumul invertorului este determinat, practic, de curentul necesar încărcării capacităţii de sarcină. De remarcat că atît încărcarea cît şi descărcarea capacităţii de sarcină au loc prin intermediul unor transistoare cu rezistenţă mică, corespunzătoare unei tensiuni de poartă mari, ceea ce implică fronturi abrupte sau întîrziere mică.

Pe baza invertorului se pot realiza porţi NOR sau NAND care, împreună cu poarta de transmisie, reprezentată în figura 3, constituie elementele fundamentale ale unor circuite integrate mai complicate. Un astfel de circuit este dublul flip-flop D MC 2503, realizat de firma MOTOROLA. Un divizor de frecvenţă 8192-1 Hz, realizat cu 13 flip-flop 1/2 MC 2503, consumă o putere de ordinul a 10 μW.

Asocierea tehnologiei MOS-complementar cu procedeul de obţinere a porţii din siliciu (silicon-gate-process) permite, datorită reducerii tensiunii de prag, obţinerea unor consumuri extrem de reduse. Un ansamblu oscilator-divizor 65 kHz-1 Hz, cu 16 etaje, realizat tot de MOTOROLA, consumă 3 μW la 1,35 V.

Circuitele bazate pe tehnoligia MOS-complementar sînt, evident, mai greu de realizat decît cele obişnuite, necesitînd trei difuzii, precauţii sporite pentru evitarea efectelor parazite; deoarece au şi densitate funcţională mai mică, sînt în final mai scumpe; performanţele sînt însă pe măsura efortului depus. Această tehnologie este justificată mai ales prin consumul extrem de redus al circuitelor bazate pe ea, ceea ce constituie un mare avantaj pentru echipamentele electronice care necesită o mare autonomie, cum sînt cele utilizate în expediţiile spaţiale.

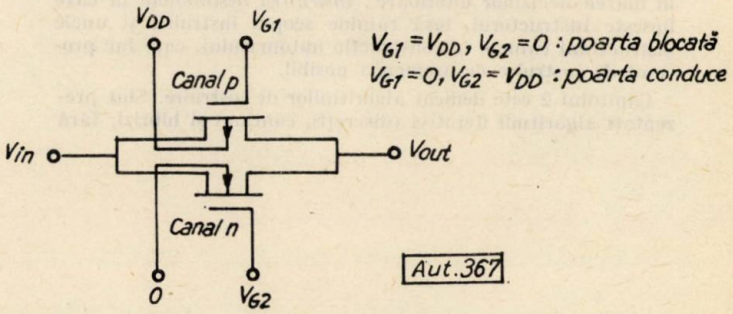


Fig. 3

BIBLIOGRAFIE

[1] François, J. *Introduction à la logique MOS complémentaire.* AN 310 MOTOROLA Semicond. prod. inc.

[2] Bulucea, C. *Congresul internaţional „MIKROELECTRONIK", München, 9—11 nov. 1970.* În: Automatica şi Electronica, nr. 3, 1971.

Gheorghe Smărăndoiu

RECENZIE

Ia. Z. Tîpkin. **Bazele teoriei sistemelor instruibile.** Moscova, Nauka, 1970, 251 p.

Această lucrare a cunoscutului autor Ia. Z. Tîpkin este dedicată memoriei lui A. A. Feldbaum, cunoscut prin remarcabile lucrări în domeniul automaticii. Cartea se înscrie în ciclul de articole şi lucrări elaborate în cadrul şcolii formate de Ia. Z. Tîpkin în domeniul sistemelor autoadaptive şi autoinstruibile.

În afara originalităţii formei de prezentare a problemelor şi a deosebitei accesibilităţi şi claritǎţi a expunerii, lucrarea mai este caracterizată de ineditul şi originalitatea conţinutului. Majoritatea problemelor tratate (cu excepţia capitolelor care conţin aplicaţii) sînt originale şi nu pot fi decît parţial regăsite în cîteva articole ale aceluiaşi autor sau ale discipolilor săi.

Cartea tratează problemele teoretice moderne ale sistemelor instruibile. Teoria sistemelor instruibile s-a dezvoltat neunitar, aspectele teoretice privind unele sisteme tratîndu-se legat de diferite tipuri de sisteme concrete de instruire. De aceea, teoria purta pecetea particularului şi avea deci un slab caracter de generalitate. În prezenta lucrare, autorul a reuşit să trateze într-un mod unitar aspecte teoretice ale diferitelor categorii de sisteme instruibile, cum ar fi sistemele instruibile pentru recunoaşterea automată a formelor şi pentru filtrare, modelele instruibile etc. Prin conţinutul său, lucrarea constituie o contribuţie însemnată la elaborarea unei teorii generale unitare a sistemelor autoinstruibile.

În capitolul 1, intitulat sugestiv „Scopul instruirii", sînt expuse aspecte privind formularea problemei instruirii ca o problemă de minimizare a unei funcţionale, în condiţiile lipsei informaţiei apriorice, sau alte forme de „scop" mai complexe. În acest capitol se face o împărţire a formelor de instruire în două clase mari : *instruirea stimulată* (sau cu instructor), care presupune că se cunoaşte dinainte răspunsul dorit al sistemului instruibil şi din comparaţia răspunsului real cu cel dorit rezultă o eroare, pe baza căreia se orientează sistemul de instruire pentru îmbunătăţirea comportării sale în luarea deciziilor ulterioare ; *instruirea nestimulată* în care lipseşte instructorul, însă rămîne scopul instruirii şi unele instrucţiuni cablate în construcţia automatului, care fac procesul de instruire de asemenea posibil.

Capitolul 2 este dedicat algoritmilor de instruire. Sînt prezentaţi algoritmii iterativi (discreţi), continui şi hibrizi, fără limitări şi în prezenţa condiţiilor de limitare. Sînt analizate condiţiile de convergenţă a algoritmilor.

În capitolul 3 sînt studiate formele optimale şi cvasioptimale ale algoritmilor de instruire, stabilindu-se parametrii algoritmilor care asigură viteze maxime de convergenţă (viteze maxime de instruire).

Capitolul 4 este intitulat „Elemente de teoria deciziilor". Teoria deciziilor permite rezolvarea diverselor probleme care necesită stabilirea unor reguli de luare a deciziilor numai în condiţiile existenţei unei informaţii apriorice complete. În caz contrar, pentru rezolvarea acelorași probleme, apare necesară folosirea sistemelor instruibile. Acest capitol, tratat într-un mod cu totul original, face o pregătire în vederea trecerii la capitolele următoare care tratează aplicaţii ale sistemelor instruibile cu instructor şi fără instructor. Astfel, în capitolul 5, intitulat „Sisteme instruibile de recunoaştere", sînt prezentate diferite structuri de sisteme de recunoaştere a formelor folosind diferite structuri de sisteme de recunoaştere a formelor folosind sisteme de instruire cu instructor, iar în capitolul 6 sînt tratate sistemele de clasificare folosind sisteme de instruire fără instructor.

Capitolul 7 este destinat studiului modelelor instruibile, în special în identificarea proceselor liniare şi neliniare ; este studiată influenţa zgomotelor perturbatoare asupra instruirii şi posibilităţilor de înlăturare a acestei influenţe.

Capitolul 8, „Filtre instruibile", tratează modalităţile de realizare a unor filtre optimale şi suboptimale pentru discriminarea semnalelor din amestecul semnal util + zgomot.

În capitolul 9 sînt prezentate exemple de sisteme instruibile, cum ar fi : perceptronul, adalina, receptorul autoinstruibil, clasificatorul autoinstruibil, filtrele instruibile, sistemele instruibile de dirijare a orientării antenei de radiolocator, sistemul de codificare autoinstruibil, cuantificatorul autoinstruibil, sistemul autoinstruibil de diagnosticare etc.

Cartea se încheie cu comentarii asupra fiecărui capitol, aducîndu-se precizări suplimentare şi făcîndu-se trimiteri la bogata şi recenta bibliografie care însoţeşte lucrarea.

Lucrarea se adresează inginerilor automatişti, specialiştilor din producţie, studenţilor în automatică şi calculatoare, punîndu-le la dispoziţie, într-o prezentare foarte inteligibilă, cele mai noi aspecte din teoria sistemelor instruibile, precum şi unele exemple de aplicaţii practice, de o deosebită fineţe, ale unora dintre cele mai evoluate sisteme automate.

M. Tertişco

CRONICĂ

Cea de a XIII-a ediţie a tîrgului internaţional de la Brno

În ziua de 5 august a.c., Legaţia comercială de pe lîngă Ambasada Republicii Socialiste Cehoslovace a organizat o conferinţă de presă cu prilejul deschiderii celei de a 13-a ediţii a Tîrgului Internaţional de produse ale industriei construcţiilor de maşini, care se va ţine la Brno între 11—20 septembrie 1971.

În expunerile şi materialele prezentate în cadrul conferinţei s-a relevat că Tîrgul Internaţional al produselor industriei constructoare de maşini de la Brno corespunde promovării tehnicii avansate contemporane în producţia de maşini şi instalaţii ; el creează condiţii optime pentru promovarea cooperării, devenind un centru important nu numai din punct de vedere comercial, dar şi de cunoaştere şi instruire tehnico-ştiinţifică, de promovare a unor forme mai avansate de colaborare economică internaţională.

Pentru a se ilustra importanţa internaţională şi amploarea tîrgului, s-a menţionat că în anul trecut au participat 1630 de expozanţi din 28 de ţări, suprafaţa expoziţiei fiind de 96 500 m². Tîrgul a fost vizionat de 420 000 de vizitatori din ţară şi de peste hotare. Au fost prezenţi 315 corespondenţi de presă din străinătate, care au participat la 35 de conferinţe, separat de cele ţinute în diferite pavilioane de expoziţie.

În ce priveşte expoziţia din acest an s-a menţionat că este împărţită în 12 sectoare şi anume : maşini-unelte, maşini pentru industria minieră şi de extracţie, maşini pentru industria chimică şi industria alimentară, maşini poligrafice, instalaţii de tehnica aerului, pompe, motoare diesel, instalaţii pentru industria electrotehnică de curenţi tari, aparataje de măsură şi control, instrumente medicale şi de laborator,

instalaţii de transportat, tractoare şi maşini agricole, materii prime şi produse semifabricate. Organizarea pe sectoare ajută cercurile de specialitate să se orienteze mai bine în ramura lor, asupra dezvoltării pe plan mondial şi asupra noutăţilor din producţia diferitelor maşini şi instalaţii, să compare nivelul lor cu nivelul producţiei proprii şi să obţină informaţii pentru îmbunătăţirea ei.

Dintre cele 37 exponate noi pe care le vor prezenta la tîrgul din anul acesta întrerpinderile producătoare şi organizaţiile pentru comerţul exterior din Cehoslovacia, şi care constituie unul din programele de fabricaţie prioritare în R. S. Cehoslovacă reprezentînd totodată şi principalele articole de export, s-a menţionat : maşina de găurit prin coordonate tip VR 5 K folosită la găurirea cu precizie şi la tăiatul fileturilor fine, strungul cu vîrf cu comandă numerică tip SS 50 ANC înzestrat cu sistemul de comandă RSJ-1C cu introducerea manuală a datelor informaţionale, maşina de rectificat rotund tip BDA 80 pentru rectificarea găurilor cilindrice şi conice. Întreprinderea SKODAEXPORT prezintă printre altele, rotorul unei turbine de joasă presiune de 200 MW, o supapă de înaltă presiune pentru turbina de 110 MW, un excitator cu semiconductori cu schema termică a noii turbine SKODA de 226 MW.

Dintre echipamentele pentru folosirea energiei atomice vor fi expuse modelele de reactoare tipurile SR-0 şi SR-1. Dintre noutăţile sectorului industriei alimentare vor face parte maşina de însăcuit automată tip BSF 2 şi BA2, maşina de bătut unt şi altele.

Dintre instalaţiile pentru industria chimică va fi prezentată pentru prima oară o linie tehnologică pentru obţinerea hidrogenului şi pentru fabricarea ureei. O inovaţie deosebită o va constitui maşina automată de suflat butelii cilindrice şi acilindrice cu pereţi subţiri din mase termoplastice.

Dintre noile maşini de construcţii s-a relevat încărcătorul universal cu roţi tip KN 250 pentru argilă, pietriş şi materiale pulverulente. Datorită înălţimii deosebite a gurii de alimentare, de 3,20 m, pot fi încărcate lesne vagoane cu tonaje ridicate şi vagoane de marfă. Un loc de seamă va ocupa şi agregatul diesel 6—25 pentru navele fluviale şi de pilotaj. Şi în ce priveşte expoziţia aparatelor de măsură, de încărcat şi a instrumentelor medicale va exista o serie de lucrări noi.

Maşinile textile ce vor fi expuse, vor fi de un înalt nivel tehnic. Noua maşină BICOLOR-ARALOOP produce materiale frotate, cu bucle pe ambele suprafeţe, fiecare de culoare diferită. Maşina elimină scămoşarea şi produce cu o treime mai ieftin, atingînd o productivitate dublă şi nu pretinde spaţiu mare.

Republica Socialistă România va participa şi în acest an la Tîrgul din Brno prezentînd o serie de produse ale industriei constructoare de maşini.

În anul acesta, la Tîrgul de la Brno, se vor ţine cîteva simpozioane internaţionale, dintre care se menţionează : „materialele refractare pentru instalaţii energetice şi chimice", industria de ambalaje şi comerţul mondial" etc. Vor mai fi organizate cercuri tehnice de specialitate, „zile de branşe" consacrate diferitelor teme, ca : „tehnica măsurătorilor în industria construcţiilor de maşini", „maşinile pentru industria sticlei", „tehnica măsurătorilor în comunicaţii", maşinile pentru prelucrarea maselor plastice" şi altele.

În interesul unei publicităţi a problemelor de specialitate, a inovaţiilor şi a cunoştinţelor tehnice, ca în fiecare an se va organiza cu ocazia Tîrgului o „Conferinţă internaţională a redactorilor presei tehnice", care în anul acesta îşi va sărbători jubileul său de 10 ani.

Atît expoziţia cît şi celelalte manifestări organizate cu acest prilej vor contribui la dezvoltarea relaţiilor economice şi colaborării între state.

ing. *M. Dumitriu*

Tîrgul de toamnă de la Leipzig—1971

Recent, Ambasada R.D.G. la Bucureşti a organizat o conferinţă de presă consacrată Tîrgului de toamnă de la Leipzig care va avea loc între 5—12 septemarie a.c.

Cu acest prilej s-a menţionat că tîrgul îşi va dovedi şi de această dată însemnătatea lui pentru comerţul internaţional, pentru schimbul de experienţă în domeniul tehnico-ştiinţific şi pentru compararea realizărilor pe plan mondial.

Şi în acest an la Tîrgul de toamnă de la Leipzig vor participa 13 ţări socialiste, ocupînd o suprafaţă de peste 225 000 mp.

Ţara noastră, care va participa pentru a 38-a oară la Tîrgul de la Leipzig, se prezintă în toamnă cu o ofertă de export selecţionată, cuprinzînd produse ale industriei construcţiilor de maşini, electrotehnicii, industriei uşoare şi din alte domenii.

Dintre celelalte ţări socialiste s-a menţionat că expoziţia colectivă sovietică organizată de către Camera Unională din Moscova va oferi o imagine de ansamblu a randamentului şi a capacităţii de export a industriei U.R.S.S. ; 22 de întreprinderi de comerţ exterior poloneze vor prezenta pe o suprafaţă de 3 000 mp ; Republica Socialistă Cehoslovacă va prezenta produsele sale din 24 ramuri pe o suprafaţă de aproape 3000 m.p. ; 22 de intreprinderi industriale şi de comerţ exterior din Ungaria vor prezenta produsele lor pe o suprafaţă de 2 500 mp ; Republica Populară Bulgaria va participa la Tîrgul de toamnă cu 9 standuri pe ramuri ; 30 de întreprinderi industriale şi de comerţ exterior din Iugoslavia vor ocupa o suprafaţă de 1 100 mp. Republica Democrată Vietnam, Republica Populară Democrată Coreeană şi Republica Cuba vor participa cu birouri economice la serviciul Tîrgului, iar Republica Populară Albania va fi reprezentată printr-un birou de informaţii.

În ce priveşte Republica Democrată Germană, peste 4.200 de firme vor prezenta pe o suprafaţă de 208.000 mp produse destinate exportului, permiţînd astfel o vedere de ansamblu cu privire la succesele importante înregistrate în opera de construcţie a socialismului în R.D.G.

M. D.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România — redactor responsabil ; conf. dr. ing. S. FLOREA — redactor responsabil adjunct ; ing. I. BĂTRÎNA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; dr. ing. E. DEATCU ; dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; ing. D. DAMSKER ; ing. I. FELEA ; ing. A. MILEA ; ing. N. MIREA ; ing. I. PAPADACHE ; conf. ing. R. STERE ; ing. GH. ŞTEFĂNESCU ; dr. ing. I. TEODORESCU ; ing. V. ZERCICOV

Revista "AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA", organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare şi publicaţii tehnice al M.I.C.M., cu sediul în Bucureşti, Calea Victoriei 133, sector 1. Telefon : director : 14.90.27. Redacţia : Bucureşti, str. Mărdineşti, nr. 3, sector 4, telefon secretar general de redacţie : 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare comenzi-difuzare. Telefon : 35.12.59. Instituţiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 30060300 Banca Naţională a Republicii Socialiste România — Sector 1, Bucureşti. Tarif pentru instituţii şi întreprinderi : lei 100 anual ; pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri : lei 30 anual. Costul unui exemplar : lei 5. Tiparul : Întreprinderea poligrafică „Informaţia", Bucureşti, str. Brezoianu, nr. 23 — 25. C. 2647 *Taxele poştale plătite în numerar conform aprobării D.P.D.P. nr. 10/7928/1970.*

40 545

Recomandări pentru autori

1. Lucrările care pot fi prezentate spre publicare sînt : de importanță generală, tehnico-științifice speciale, teoretice sau experimentale, tehnice obișnuite, prezentarea unor realizări pe linia protecției muncii (dispozitive proiectate în acest scop etc.).

2. Lucrările vor fi axate pe aducerea la îndeplinire a sarcinilor trasate de documentele de partid și de stat privind îndeosebi introducerea tehnicii noi, ridicarea calității muncii de cercetare, proiectare, învățămînt, producție este condiția esențială pe care trebuie să o îndeplinească tema tratată. Lucrările de sinteză sau de discuție să se refere la probleme noi și actuale, de interes general. Articolele, interesînd industria, vor cuprinde considerații privind eficiența economică a soluțiilor. Se recomandă ca articolele să conțină propuneri de viitor.

3. Verificarea experimentală se impune ca necesitate de prim ordin la lucrările care se pretează la asemenea verificări.

4. Lucrările care au mai fost publicate integral sau parțial nu pot fi trimise redacției spre publicare.

5. Un scurt rezumat fixînd premisele de la care s-a pornit, problema studiată și cadrul în care este tratată,nedepășind 4—5 rînduri, va fi anexat lucrării.

6. În introducere se încadrează problema în preocupările generale ale disciplinei și în preocupările producției ; de asemenea, se arată scopul lucrării, subliniindu-se contribuția autorului. Tratarea va trebui să fie unitară, permițînd înțelegerea fără dificultăți a problemelor. Se vor evita introduceri sau demonstrații voluminoase ; de asemenea, se va evita repetarea în text a ceea ce poate fi găsit în literatura publicată sau poate fi redat intuitiv prin materialul grafic — ilustrativ, tabele etc.

7. Concluziile vor concentra rezultatele obținute cu indicarea limitei de valabilitate și aplicațiile posibile.

8. Citarea literaturii de specialitate este obligatorie pentru afirmațiile luate din alte lucrări și care nu sînt în general cunoscute.

9. Dezvoltările matematice vor fi limitate la cele absolut necesare înțelegerii raționamentului.

10. Se recomandă o atenție deosebită scrierii formulelor conform STAS. Indicii și exponenții se vor scrie mai mici decît baza și așezați mai jos sau mai sus decît baza. Se vor scrie de asemenea, cu grijă literele majuscule, minuscule sau cele ruseşti, greceşti, germane, cifrele romane etc.

11. Lista bibliografică se va întocmi cuprinzînd lucrările la care se referă textul (cum și figuri sau tabele), atît cele speciale, cît și cele generale. Se vor indica toate datele în transcrierile originale. Pentru cărți : numele complet, prenumele prescurtat, titlul complet (eventual și tradus, în paranteză), ediția, editorul, locul editurii, anul. Pentru articole : numele complet, prenumele prescurtat, titlul complet original (eventual și tradus, în paranteză), revista, volumul, numărul și anul, paginile.

12. Scrisul la mașină al articolelor este recomandat cu insistență, exceptîndu-se lucrările scrise caligrafic.

Se scrie pe o singură pagină (față), la două rînduri (2 000 semne de pagină). Se recomandă 10—12 pagini dactilografiate.

13. Nu se admite trimiterea concomitentă a textului la alte publicații.

14. Articolele se trimit cu o notă însoțitoare pe adresa redacției. În notă se vor indica : titlurile, funcțiile, localitatea și adresa domiciliului, numărul de telefon.

15. Lucrările executate în cadrul diverselor instituții sau organizații vor purta aprobarea acestora pentru publicare.

16. Corecturile se vor face după normele tipografice în vigoare. Corecturile trimise autorilor vor fi înapoiate în maximum 48 ore de la primire. Nu se admit modificări în corectură față de manuscris.

SOMMAIRE

CD 681.3.07:512.83

Călin, S. :

La détermination de la matrice de transformation pour l'obtention du système adjoint (associé).

Automatica şi Electronica 15, no. 5, sept.–oct. 1971, p. 201–204

On détermine cette matrice pour les systèmes monovariables.

CD 621–522

Florea, S. :

Principes de réalisation des régleurs fluidiques.

Automatica şi Electronica 15, no. 5, sept.–oct. 1971, p. 204–209

On passe en revue ces principes.

CD 681.325.6:532

Dumitrache, I. et *Florea, S.* :

Simulateur fluidique d'éléments et de circuits numériques SELF-1.

Automatica şi Electronica 15, no. 5, sept.–oct. 1971, p. 209–211

A l'aide de ce simulateur, on peut faire la synthèse des fonctions logiques et l'on peut simuler un système de commande à éléments fluidiques.

CD 621–522:532

Florea, S. et *Dumitrache, I.* :

Les recherches expérimentales concernant les éléments fluidiques.

Automatica şi Electronica 15, no. 5. sept.–oct. 1971, p. 212–218

On présente les principales méthodes expérimentales pour la détermination des caractéristiques statiques et dynamiques des éléments fluidiques.

CD 621.039.55:532:621–522

Florea, S., Dumitrache, I., Găburici, V., Stănescu, A. et *Ciocănescu, M.* :

Equipement fluidique pour la protection technologique de la boucle d'irradiation des échantillons de combustible nucléaire.

Automatica şi Electronica 15, no. 5. sept.–oct. 1971, p. 218–223

L'équipement de protection est réalisé à l'aide d'éléments fluidiques discrets, basés sur l'effet Coandă.

CD 621–522:681.325.6

Găburici, V. :

Certains nouveaux éléments et dispositifs fluidiques.

Automatica şi Electronica 15. no. 5, sept.–oct. 1971, p. 223–228

On présente particulièrement les éléments fluidiques à fonctionnement discret, utilisés dans la technique du calcul numérique.

CD 681.325.7:621.9–522

Cosmin, D. :

Système de commande à éléments fluidiques du type de l'amplificateur à turbulence.

Automatica şi Electronica 15, no. 5, sept.–oct. 1971, p. 228–235

L'amplificateur à turbulence, qui se trouve à la base d'un système logique de commande des machines-outils, réalise la fonction logique NOR.

CD 681.325.6:616–072

Bălănescu, Al. :

Neurostimulateur digital programmé.

Automatica şi Electronica 15, no. 5. sept.–oct. 1971, p. 236–242

Le neurostimulateur est utilisé pour diagnostiquer automatiquement et pour les recherches physiologiques.

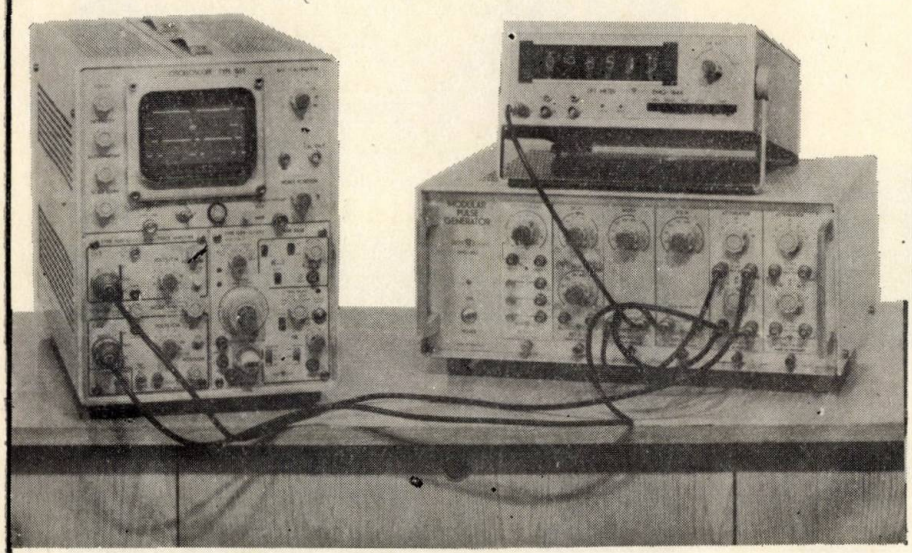
Nouveautés 242–245

Comptesrendus 246

Cronique 246–247

INTREPRINDERE PENTRU INSTRUMENTE DE MĂSURĂ ELECTRONICE

ORION EMG



Constructor : **EMG**

INTREPRINDERE PENTRU INSTRUMENTE DE MĂSURĂ ELECTRONICE

Budapest, XVI., Cziráky u. 26-32

Exportator: METRIMPEX
Budapest, 62. Căsuţa poştală 202
pentru aparate medicale: MEDICOR
Budapest, 62. Căsuţa poştală 150.

EXECUTĂ

INSTRUMENTE DE MĂSURĂ ELECTRONICE

Generatoare de joasă frecvenţă
Generatoare de semnale
Generatoare de impuls
Voltmetre digitale
Oscilografe
Instrumente digitale de măsurat frecvenţa şi timpul
Stabilizatoare ale tensiunii de curent alternativ

APARATE ELECTRONICE PENTRU DIAGNOSTIC MEDICAL

Electroencefalografe
Polifiziografe
Electrocardiografe

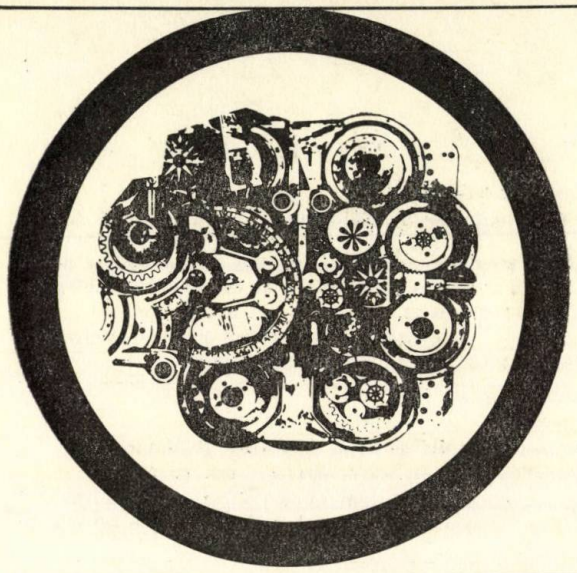
ANALIZATOARE CU MAI MULTE CANALE

SERII LOGICE DE CONSTRUCŢIE

CALCULATOARE DIGITALE DE BIROU

INSTALAŢII DIGITALE DE CALCULAT

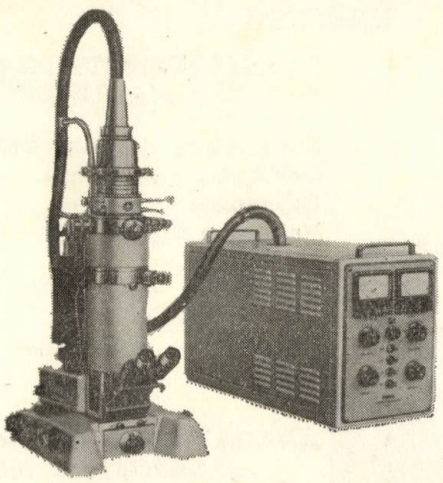
PUBLICOM



DIN MULTE CAUZE ESTE PREFERAT

TESLA BS 242 E

MICROSCOP ELECTRONIC DE MASĂ



Tesla BS 242 E este un microscop electronic de masă uşor de deservit, cu mare putere rezolvantă, potrivit pentru scopuri de cercetare biologică, chimică, medicală şi metalurgică.

— Putere rezolvantă garantată : 25 Å/punct/
— Tensiune de accelerație : 40—60 kV
— Mărire directă : 1 000 x — 30 000 x

Informații detaliate vă furnizează :

KOVO FOREIGN TRADE CORPORATION
ELECTRONICS
TŘ. DUKELSKÝCH HRDINŮ 47
PRAHA - CZECHOSLOVAKIA
Telex : PRAHA 283 Tel : 3801

TESLA

PUBLICOM

MATERIALE PENTRU ELECTRONICĂ

Straturi epitaxiale cu siliciu

Germaniu

monocristalin, policristalin
bioxid de germaniu cu puritatea de 99,99% şi 99,9999%

Siliciu

monocristalin, policristalin

Arseniură de galiu semiconductor

Produse foarte pure, de difuzie, compuse semiconductoare şi monocristalele lor niobat de litiu, titanat de bariu

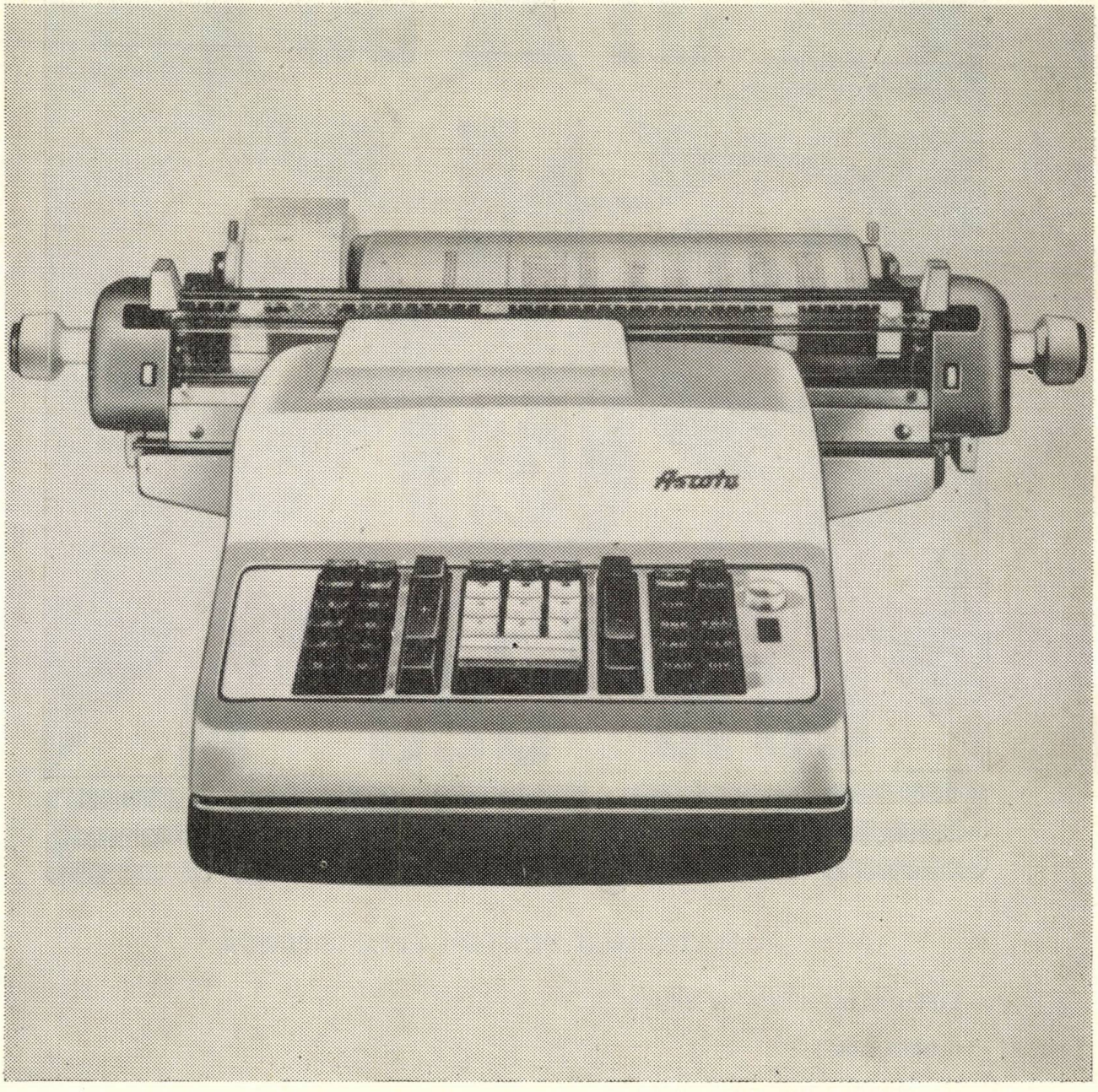
Techsnabexport

Adresa noastră :
V/K „TECHSNABEXPORT"
Moscova G—200, U.R.S.S.
Telefon : 244-32-85
Telex : 239

PUBLICOM

Büromaschinen-Export GmbH Berlin
108 Berlin, Friedrichstrasse 61
Republica Democrată Germană

Ascota



Microautomat de contabilizare cu randament superior

Pentru industrie, comerț, administrație, util în toate domeniile economice și în cele mai mici birouri. ASCOTA 071 este un microautomat de contabilizare, care poate fi folosit atît ca dispozitiv de contabilizare autonom, cît și pentru colectare de date. Caracteristici speciale : format mic, înaltă performanță, rațional, sigur și rapid.

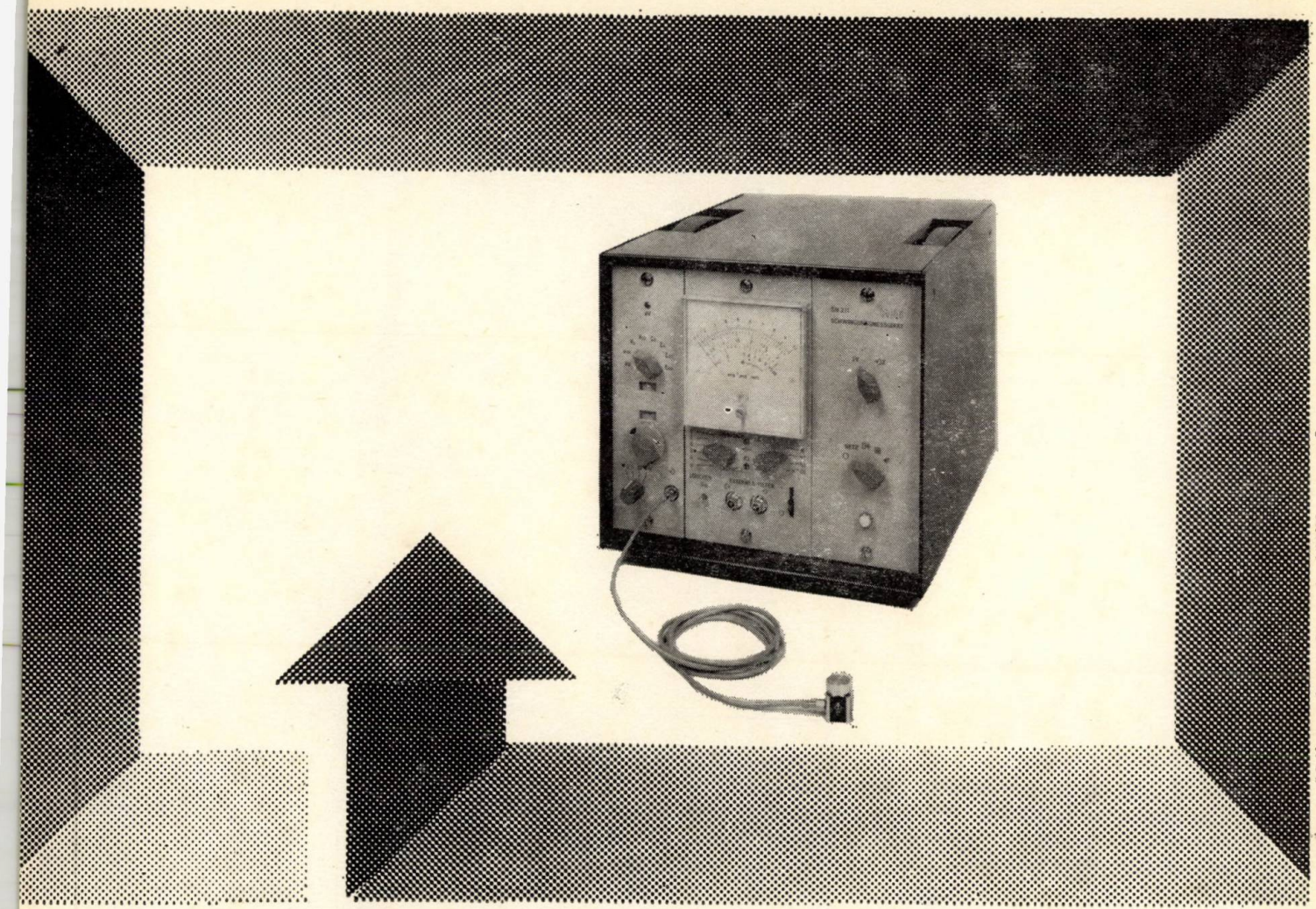
ASCOTA 071 înseamnă :

— un înalt grad de automatizare
— economisire de timp
— un aparat cu capacitate superioară din RDG

Este echipat cu 2, 4 sau 6 dispozitive de soldare. Introducerea datelor și manevrarea cu ajutorul unei claviaturi mici cu mare viteză de imprimare. Printr-o singură apăsare a unei clape pot fi declanșate instantaneu 10 funcții automate. Repartizarea restrînsă a dispozitivelor de imprimare permite folosirea unor formulare de dimensiuni reduse. Comutare pe patru programe automate, ușor interschimbabile.

Un automat eficient ! Avantajos pentru dumneavoastră ! ASCOTA 071 vă oferă multiple avantaje !

PUBLICOM



SM — Instrumente de măsurat vibraţiile
Determinarea cauzelor vibraţiilor
Controlul izolaţiei contra vibraţiilor
Determinarea frecvenţei proprii a elementelor de construcţie
Măsurarea şocurilor etc.
sînt criterii absolute în dezvoltarea şi supravegherea maşinilor şi instalaţiilor.

Noi construim pentru dv. instrumente de măsurat vibraţiile după sistemul modular, care se pot introduce în mod variat şi care pot fi completate, în vederea rezolvării problemelor dv., prin accesorii multiple şi prin instrumente adiţionale.

Pentru informaţii detaliate vă transmitem oricînd, la cerere, prospecte.

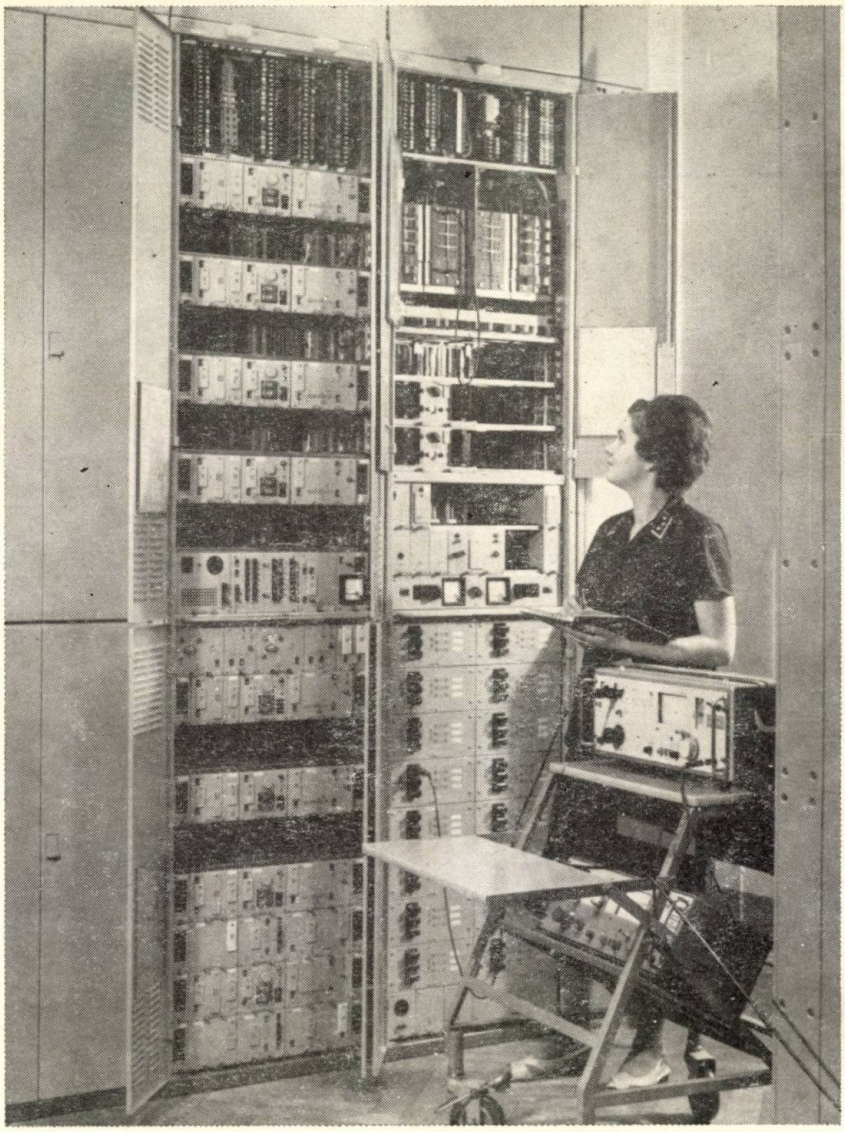
În scopul rezolvării problemelor dv. de vibraţii şi de combatere a zgomotelor, vă stau la dispoziţie, la cerere, colaboratorii noştri cei mai buni din serviciul nostru de protecţie contra zgomotelor şi vibraţiilor pentru consultaţii şi măsurări.

RFT MESSELEKTRONIK

Elektrotechnik
EXPORT-IMPORT
VOLKSEIGENER AUSSENHANDELSBETRIEB DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBLIK
DDR 102 BERLIN ALEXANDERPLATZ
HAUS DER ELEKTROINDUSTRIE

Rugăm pe cei interesaţi să se adreseze la:
Ambasada Republicii Democrate Germane
Serviciul de politică comercială
Biroul tehnico-comercial Elektrotechnik
Calea Dorobanţilor 14
Bucureşti

PUBLICOM



Z 12/V 24

sistemul cu unde purtătoare pe canale joase, care, datorită utilizărilor sale multiple şi numeroaselor sale variante, s-a evidenţiat.

Este un sistem de comunicaţii la mică distanţă complet transistorizat şi realizat după tehnica schemelor imprimate, de mare siguranţă în funcţionare.

Z 12/V 24 permite utilizarea economică, din punct de vedere al undelor purtătoare, a tuturor sistemelor simetrice de cabluri şi conducte aeriene existente.

Realizarea conform recomandărilor CCITT permite conlucrarea directă cu toate celelalte sisteme, indiferent dacă aparţin grupelor de canal 12, 24 sau 60/120.

Alte aparate şi instalaţii din electronica comunicaţiilor RFT vi le prezentăm la

Expoziţia Elektrotechnik în Sala Palatului din Bucureşti de la 11 la 17 octombrie 1971

Aşteptăm cu plăcere vizita dv. !

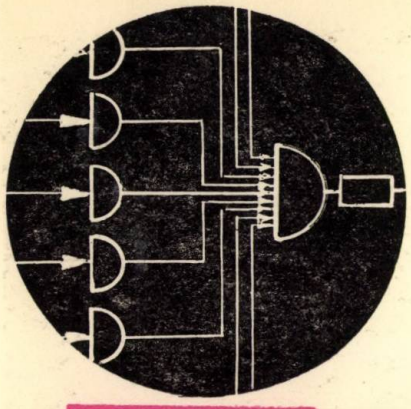
Informaţie permanentă prin:
Biroul tehnico-comercial Elektrotechnik la Serviciul de politică comercială al Ambasadei R.D.G. în R.S.R.
Calea Dorobanţilor 14
Bucureşti

Elektrotechnik
EXPORT-IMPORT
VOLKSEIGENER AUSSENHANDELSBETRIEB DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBLIK
DDR 102 BERLIN·ALEXANDERPLATZ
HAUS DER ELEKTROINDUSTRIE

RFT NACHRICHTENELEKTRONIK

MŰSZAKI KÖNYVTÁR

PUBLICOM



MICM

IPA

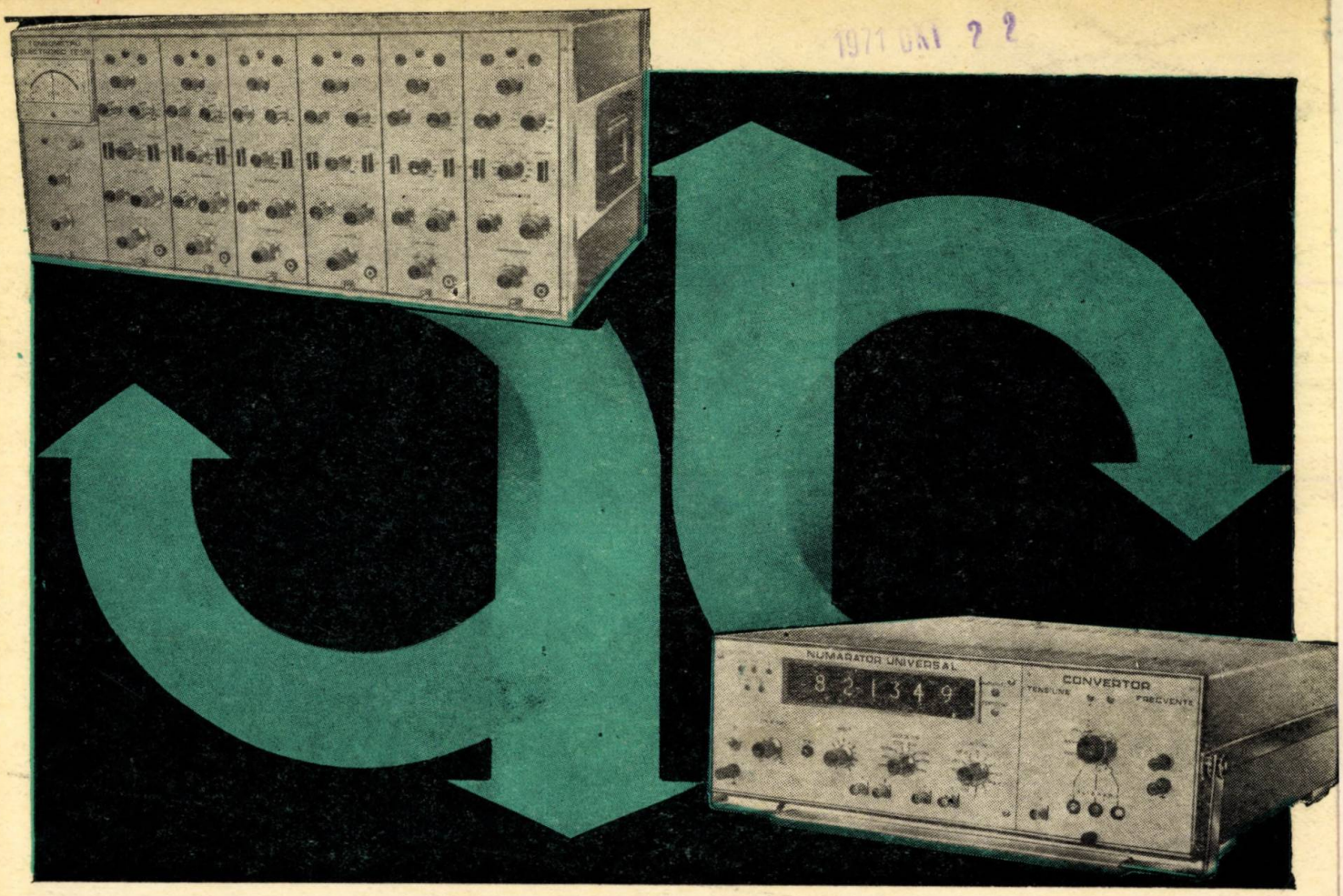
AUTOMATIZARE ŞI UZINE ELECTROTEHNICE NUMAI PRIN: INSTITUTUL DE CERCETĂRI ŞI PROIECTĂRI AUTOMATIZĂRI ŞI PROIECTĂRI UZINE ŞI INSTALAŢII PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

INSTITUTUL PRIMEŞTE COMENZI ŞI EXECUTĂ:

- **Cercetări în vederea elaborării elementelor şi echipamentelor de automatizare destinate asimilării în fabricaţie de serie sau produse unicat.**
- **Proiectări de instalaţii de automatizare în toate ramurile economiei naţionale.**
- **Studii, studii tehnico-economice, studii de profil pentru unităţile de producţie electrotehnică şi electronică.**
- **Proiecte de execuţie pentru investiţii din industria electrotehnică şi electronică sau pentru procese tehnologice specifice electrotehnice.**
- **Proiecte tehnice pentru utilaje specifice industriei electrotehnice şi electronice.**
- **Execuţii fizice de unicate, modele, prototipuri şi diferite produse, serii mici (microproducţie).**

BUCUREŞTI, BD. KALININ NR. 18, SECTORUL I TELEFON 33.77.22

1971 OAI ? ?



INSTITUTUL DE CERCETĂRI ŞI PROIECTĂRI PENTRU ELECTRONICĂ ŞI TEHNICĂ DE CALCUL

— București, Bdul Kalinin nr. 18, Sector 1, Telefon 33.61.91 —

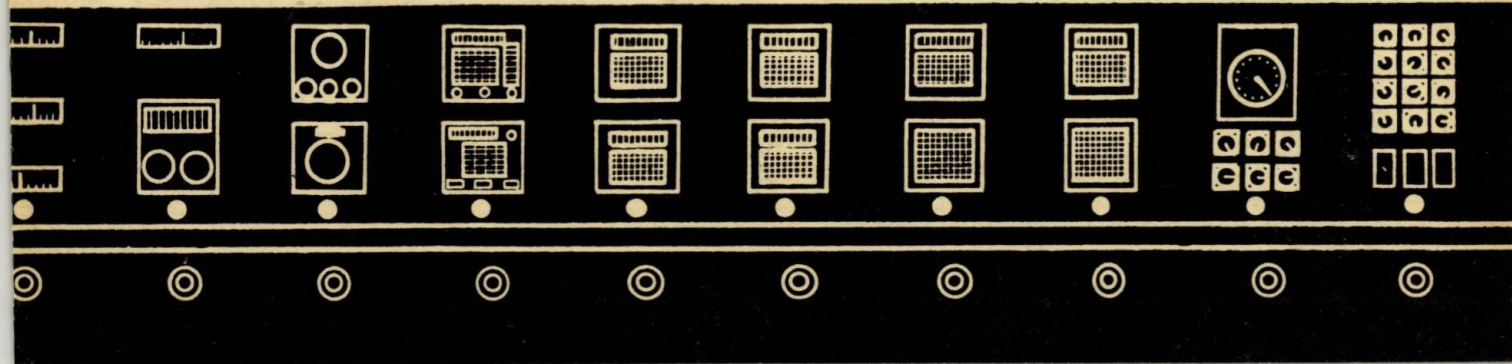
- **Primește comenzi de cercetare și proiectare pentru aparate și echipamente electronice de laborator sau pentru industrie, din toate sectoarele economice.**
- **Execută studii tehnico-economice, modele experimentale și prototipuri pentru:**
  - **— aparate electronice de măsurat mărimi electrice**
  - **— aparate electronice de măsurat mărimi neelectrice**
  - **— surse de alimentare**
  - **— echipamente de electronică industrială**
  - **— aparate electronice pentru medicină și biologie**
  - **— echipamente de radiocomunicații**
  - **— piese de ferită.**
- **În centrul de calcul dotat cu echipament modern se execută la cerere programe în următoarele limbaje de programare:**
  - **— FORTRAN**
  - **— COBOL**
  - **— ASSIRIS.**

E 2551

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICĂ

6

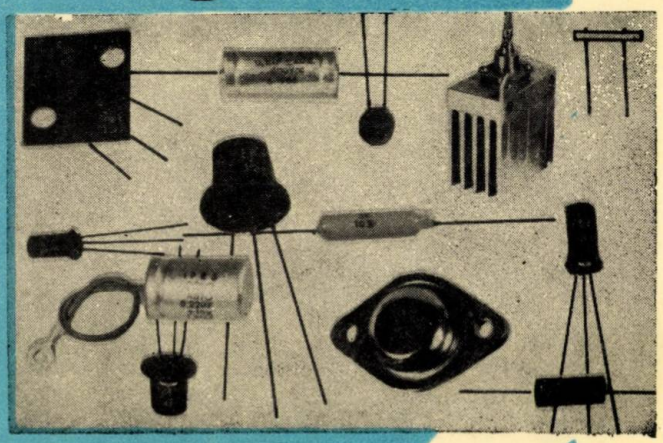
AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA ● BUCUREȘTI ● VOLUMUL 15 ● Nr. 6 ● NOIEMBRIE — DECEMBRIE 1971



ÎNTREPRINDEREA DE PIESE ŞI SEMICONDUCTORI — BĂNEASA
STR. EROU IANCU NICOLAE NR. 32 ROMÂNIA BUCUREŞTI II TELEFON 33.38.30 TELEX 011203 CONT VIRAMENT 300.60.200 BNRSRS. II

I. P. R. S.

β



β

bāneasa

PIESE RADIO

Rezistoare cu peliculă de carbon
Rezistoare bobinate
Termistoare
Condensatoare polistiren
Condensatoare poliester metalizat
Condensatoare hîrtie metalizată
Condensatoare hîrtie, pentru echipament auto
Condensatoare hîrtie, pentru startere
Condensatoare hîrtie, pentru antiparazitare
Condensatoare hîrtie, pentru telefonie
Condensatoare electrolitice normale
Condensatoare electrolitice miniatură
Condensatoare ceramice
Cablaje imprimate

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

Tranzistoare cu germaniu de joasă frecvenţă
— de mică putere
— de medie putere
— de putere
Tranzistoare cu germaniu de înaltă frecvenţă
— de mică putere
— drift
Tranzistoare de putere
Diode de semnal şi comutaţie cu contact punctiform
Diode redresoare cu germaniu
Diode redresoare cu siliciu
— de mică putere
— de putere
Diode stabilizatoare de tensiune cu siliciu, de mică putere
Fotodiode cu germaniu

Vă rugăm să consultaţi cataloagele noastre.
Cabinetul tehnic, telef. 33.38.30/152.

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI — BĂNEASA
CABINETUL TEHNIC ● STR. EROU IANCU NICOLAE NR. 32 ● BUCUREŞTI ● SECTORUL 2

MŰSZAKI KÖNYVTÁR

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

15 (1971), nr. 6, noiembrie — decembrie, p. 249 — 288

CUPRINS

CZ 621—52

Anastasiu S. :

Sisteme multivariabile în procesele dinamice rapide.

Automatica şi Electronica 15, nr. 6, nov-dec 1971, p. 249—254

Se prezintă aspecte ale dinamicii proceselor rapide pe baza conceptelor de stare şi variabilelor de stare.

CZ 629.113 - 52

Goilav Em. :

Despre existenţa optimului într-o categorie de probleme de reglare optimală.

Automatica şi Electronica 15, nr. 6, nov-dec 1971, p. 254—258

Reglarea optimală este aplicată în cazul frînării unui vehicul.

CZ 681.325.6

Landau A. D. :

Probleme privind stabilitatea la semnale perturbatoare a unui circuit bistabil DTL cu integratoare Miller.

Automatica şi Electronica 15, nr. 6, nov-dec 1971, p. 259—267

Se expun criteriile de apreciere şi relaţiile de determinare a stabilităţii la semnale perturbatoare a unui circuit bistabil DTL cu reacţie capacitivă între colectoarele şi bazele transistoarelor din circuit.

CZ 681.32 : 621.391

Soceneanţu A. :

Despre extinderea algoritmului de împărţire SRT în cazul considerării resturilor parţiale redondante.

Automatica şi Electronica 15, nr. 6, nov-dec 1971, p. 268—273

Extinderea este propusă în vederea utilizării în blocul aritmetic al calculatoarelor electronice numerice.

CZ 621.43.04 : 621.389 : 531.77

Dumitrică A. :

Aprinderea electronică şi măsurarea turaţiei la motoarele cu explozie.

Automatica şi Electronica 15, nr. 6, nov-dec 1971, p. 274—277

Aprinderea are la bază scheme cu elemente semiconductoare ; în final se dă o schemă transistorizată de măsurare a turaţiei.

CZ 621.316.722.1

Beloiu D. :

Stabilizator de tensiune cu reglare în impulsuri.

Automatica şi Electronica 15, nr. 6, nov-dec 1971, p. 278—280

Stabilizatorul funcţionează cu elementul serie în regim de comutare.

CZ 621.38.049—181.4 : 681.325.6

Marinescu N. :

Analiza circuitelor integrate TTL cu memorie. Caracteristici statice.

Automatica şi Electronica 15, nr. 6, nov-dec 1971, p. 281—285

Se analizează aceste caracteristici, subliniindu-se importanţa lor în cercetarea dinamicii şi interconectării circuitelor respective.

RECENZII 286

INDEX ALFABETIC 287—288

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România — redactor responsabil; conf. dr. ing. S. FLOREA — redactor responsabil adjunct; ing. I. BĂTRÎNA; prof. dr. ing. S. CĂLIN; dr. ing. E. DEATCU; dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; ing. D. DAMSKER; ing. I. FELEA; ing. A. MILEA; ing. N. MIREA; ing. I. PAPADACHE; conf. ing. R. STERE; ing. GH. ȘTEFĂNESCU; dr. ing. I. TEODORESCU; ing. V. ZERCICOV

Revista „AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M., cu sediul în București, Calea Victoriei 133, sector 1. Telefon director: 14.90.27. Redacția: București, str. Mândinești, nr. 3, sector 4, telefon secretar general de redacție: 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare-comenzi-difuzare, telefon: 35.12.59. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 30060300 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Sector 1, București. Tarif pentru instituții și întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informația", București, str. Brezoianu, nr. 23—25. C. 2835. *Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.P.D.P. nr. 10/7928/1970.*

I.P.I. c. 2835

40 545

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621–52

Анастасиу С.:

Системы с несколькими переменными в скоростных динамических процессах.

Automatica şi Electronica 15, № 6, ноябрь-декабр 1971, стр. 249–254

Приводятся аспекты динамики скоростных процессов на базе концептов состояния и переменных состояния.

ДК 629.113–52

Гойлав Эм.:

О существовании оптимума в категории проблем оптимального регулирования.

Automatica şi Electronica 15, № 6, ноябрь-декабрь 1971, стр. 254–258

Оптимальное регулирование применяется в случае торможения автомашины.

ДК 681.325.6

Ландау А. Д.:

К вопросу стабильности при пертурбационных сигналах бистабильной цепи ДТЛ с интеграторами Миллера.

Automatica şi Electronica 15, № 6, ноябрь-декабрь 1971, стр. 259–267

Излагаются критерии оценки и отношения определения стабильности при пертурбационных сигналах бистабильной цепи ДТЛ с ёмкостной обратной связью между коллекторами и базами транзисторов цепи.

ДК 681.32 : 621.391

Соченянцу А.:

О распространении делительного алгоритма СРТ при рассмотрении частичных избыточных остатков.

Automatica şi Electronica 15 № 6, ноябрь-декабрь 1971 ,стр. 268–273

Распространение предлагается в целях использования в арифметическом блоке цифровых вычислительных машин.

ДК 621.43.04 : 621.389 : 531.77

Думитрикэ А.:

Электронное зажигание и измерение числа оборотов на бензиновых двигателях со вспышкой.

Automatica şi Electronica 15, № 6, ноябрь-декабрь 1971, стр. 274–277

Зажигание основывается на схемах с полупроводниковыми элементами; в заключение приводится транзисторная схема для измерения числа оборотов.

ДК 621.316.722.1

Белою Д.:

Стабилизатор напряжения с регулированием в импульсах.

Automatica şi Electronica 15, № 6, ноябрь-декабрь 1971, стр. 278–280

Стабилизатор работает с серийным элементом в режиме коммутации.

ДК 621.38.049–181.4 : 681.325.6

Маринеску Н.:

Анализ интегрированных цепей ТТЛ с запоминающим устройством. Статистическая характеристика.

Automatica şi Electronica 15, № 6, ноябрь-декабрь 1971, стр. 281–285

Анализируется эта характеристика, подчеркивая её значение в исследовании динамики и взаимного соединения соответствующих цепей.

РЕЦЕНЗИИ 286
АЛФАВИТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ 287–288

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621–52

Anastasiu S.:

Systeme mit mehreren Veränderlichen bei rapiden dynamischen Vorgängen.

Automatica şi Electronica 15, H. 6, Nov–Dez 1971, S. 249–254

Man zeigt gewisse Aspekte der rapiden dynamischen Vorgängen auf Grund der Zustandskonzepten und der Zustandsveränderlichen.

DK 629.113–52

Goilav Em.:

Ueber die Existenz des Optimums in einer Aufgabenkategorie optimaler Regelung.

Automatica şi Electronica 15, H. 6, Nov–Dez 1971, S. 254–258

Die optimale Regelung wird im Fall einer Fahrzeugbremsung angewendet.

DK 681.325.6

Landau A. D.:

Probleme bzgl. der Stabilität bei Störsignalen eines bistabilen DTL–Kreises mit Miller–Integratoren.

Automatica şi Electronica 15, H. 6, Nov-Dez 1971, S. 259–267

Dargestellt werden die Schätzungskriterien und die Beziehungen zur Bestimmung der Stabilität bei Störsignalen eines bistabilen DTL–Kreises mit kapazitiver Rückwirkung zwischen den Kollektoren und den Basen der Transistoren des Kreises.

DK 681.32 : 621.391

oceneanfu A.:

Ueber die Ausbreitung des Teilungsalgoritmus SRT bei Beachtung der redondanten Teilreste.

Automatica şi Electronica 15, H. 6, Nov–Dez 1971, S. 267–273

Die Ausbreitung wird vorgeschlagen angesichts der Verwendung im arithmetischen Block der elektronischen Rechner.

DK 621.43.04 : 621.389 : 531.77

Dumitrică A.:

Die elektronische Zündung und die Messung der Drehzahl bei Verbrennungsmotoren.

Automatica şi Electronica 15, H. 6, Nov–Dez 1971, S. 274–277

Die Zündung beruht auf Schemen mit Halbleiterelementen; abschliessend zeigt man ein Transistorschema zur Drehzahlmessung.

DK 621.316.722.1

Beloiu D.:

Spannungsstabilisator mit Impulsregelung.

Automatica şi Electronica 15, H. 6, Nov–Dez 1971, S. 278–280

Der Stabilisator arbeitet mit dem Reihenelement im Kommutierungsbetrieb.

DK 621.38.049–181.4 : 681.325.6

Marinescu N.:

Die Untersuchung der integrierten TTL–Schaltungen mit Speicherung. Statische Merkmale.

Automatica şi Electronica 15, H. 6, Nov–Dez 1971, S. 281–285

Man untersucht diese Merkmale und unterstreicht deren Bedeutung bei der Forschung der Dynamik und der Verkettung der betreffenden Schaltungen.

BUCHBESPRECHUNGEN 286
ALPHABETISCHES VERZEICHNIS 287–288

CONTENTS

DC 621–52

Anastasiu S.:

Multi-variable control systems in fast dynamic processes.

Automatica şi Electronica 15, n. 6, nov–dec 1971, p. 249–254

The paper presents some aspects of the dynamics of rapid processes, based on state concepts and state variables.

DC 629.113–52

Goilav Em.:

About the existence of an optimum in a category of optimal adjustment problems.

Automatica şi Electronica 15, nr. 6, nov–dec 1971, p. 254–258

The author describes optimal adjustment applied to vehicle braking.

DC 681.325.6

Landau A. D.:
Stability of a DTL flip flop circuit with Miller integrators to perturbation signals.

Automatica şi Electronica 15, nr. 6, nov-dec 1971, p. 259–267

The author presents the appreciation criteria and the relations for the determination of the stability of a DTL flip flop circuit — with capacitance reaction between the collectors and the bases of the transistors of the circuit —to perturbation signals.

DC 681.32 : 621.391

Soceneanţu A.:

About the extension of SRT division algorithm when redundant partial remainders are considered.

Automatica şi Electronica 15, nr. 6, nov-dec 1971, p. 268–273

The extension can be used in the arithmetical block of digital electronic computers.

DC 621.43.04 : 621.389 : 531.77

Dumitrică A.:

Electronic ignition and rotative speed measurement of explosion engines.

Automatica şi Electronica 15, nr. 6, nov-dec 1971, p. 274–277

Ignition is based on a diagram of semi-conductors; the paper presents a transistorized scheme of rotative speed measurement.

DC 621.316.722.1

Beloiu D.:
Constant voltage regulator based on jogging control.

Automatica şi Electronica 15, nr. 6, nov-dec 1971, p. 278–280

The regulator operates with series mounted components under switching conditions.

DC 621.38.049–181.4 : 681.325.6

Marinescu N.:

Analysis of integrating circuits with TTL memory. Static characteristics.

Automatica şi Electronica 15, nr. 6, nov-dec 1971, p. 281–285

The author analyses these characteristics, emphasizing their importance in the study of the dynamics and interconnection of the respective circuits.

REVIEWS 286
ALPHABETICAL INDEX 287–288

SOMMAIRE

CD 621–52

Anastasiu S. :

Systèmes multivariables dans les processus dynamiques rapides.

Automatica şi Electronica 15, no. 6, nov-dec 1971, p. 249–254

On présente des aspects de la dynamique des processus rapides en prenant comme base les concepts d'état et des variables d'état.

CD 629.113–52

Goilav Em. :

Considérations sur l'existence d'un optimum dans une catégorie de problèmes de réglage optimal.

Automatica şi Electronica 15, no. 6, nov.-dec. 1971, p. 254–258

Le réglage optimal est appliqué dans le cas du freinage d'un véhicule.

CD 681.325.6

Landau A. D. :

Problèmes concernant la stabilité des signaux perturbateurs d'un circuit bi-stable DTL à intégrateurs Miller.

Automatica şi Electronica 15, no. 6, nov-dec. 1971, p. 259–267

On présente les critères d'appréciation et les relations pour déterminer la stabilité des signaux perturbateurs d'un circuit bi-stable DTL ayant une réaction capacitive entre les collecteurs et les bases des transistors du circuit.

CD 681.32 : 621.391

Soceneanţu A. :

En ce qui concerne l'extension de l'algorithme de division SRT au cas ou l'on considère les restes partiels redondants.

Automatica şi Electronica 15, no. 6, nov.-dec. 1971, p. 268–273

On propose l'extension en vue de l'utilisation dans le bloc arithmétique des calculateurs électroniques numériques.

CD 621.43.04 : 621.389 : 531.77

Dumitrică A. :

L'allumage électronique et le mesurage du nombre de tours des moteurs à explosion.

Automatica şi Electronica 15, no. 6, nov.-dec. 1971, p. 274–277

L'allumage a à sa base des schémas comprenant des éléments semi-conducteurs ; à la fin de l'article on présente un schéma transistorisé pour le mesurage du nombre de tours.

CD 621.316.722.1

Beloiu D. :

Stabilisateur de tension à réglage en impulsions.

Automatica şi Electronica 15, no. 6, nov.-dec. 1971, p. 278–280

Le stabilisateur fonctionne avec l'élément série en régime de commutation.

CD 621.38.049–181.4 : 681.325.6

Marinescu N. :
L'analyse des circuits intégrés TTL à mémoire. Caractéristiques statiques.

Automatica şi Electronica 15, no. 6, nov.-dec. 1971, p. 281–285

On analyse ces caractéristiques, en soulignant leur importance lors des recherches concernant la dynamique et les interconnexions des circuits respectifs.

COMPTES RENDUS 286
INDEX ALPHABÉTIQUE 287–288

AUTOMATICA şi ELECTRONICA

REVISTĂ TEHNICO-ŞTIINŢIFICĂ DE AUTOMATICĂ ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ŞI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Vol. XV (pag. 249—288) nr. 6, noiembrie — decembrie Bucureşti, 1971

Dr. ing. SILVIU ANASTASIU

Sisteme multivariabile în procesele dinamice rapide

Domeniul proceselor dinamice rapide (reprezentat în principal prin acţionările electrice reglabile) a avut o impetuoasă dezvoltare în ultimul deceniu atît prin perfecţionări tehnologice cît şi prin lucrări teoretice valoroase la timpul lor, care au fundamentat sinteza acestor sisteme. Pe baza acestor lucrări procesele au fost reduse la sisteme univariabile (cu o intrare şi o ieşire) şi un mecanism de calcul simplificat şi comod a fost pus la dispoziţia inginerilor care concură la realizarea sistemelor. În această concepţie, domeniul a fost declarat „clasic".

Surprizele pe care inginerul le are la punerea în funcţiune a unui proces cu o comportare diferită de cea predeterminată pe calea de mai sus sînt explicate de cele mai multe ori prin insuficienta însuşire de către acesta a mecanismului clasic de calcul, şi nu prin însăşi optica greşită a metodei.

Lucrarea de faţă îşi propune să prezinte aspecte ale dinamicii proceselor rapide pe baza conceptului (mult mai general şi corect) de sistem multivariabil. Lucrarea se adresează inginerilor din cercetare, proiectare şi utilizare a proceselor rapide.

1. Sisteme multivariabile în procesele rapide

În expunerea ce urmează se va recurge la cîteva definiţii strict necesare, bazate în special pe lucrările [1], [2], [3].

a) *Definiţii.* Se va denumi *sistem* un model matematic, fizic realizabil, al unei structuri de elemente fizice. Un ansamblu fizic ce corespunde modelului se va denumi realizare fizică a sistemului. Prin urmare prin sistem de acţionare electrică (SAE) se va înţelege un sistem a cărui realizare fizică este ansamblul format din motorul electric, mecanismul antrenat şi elementul de execuţie care comandă motorul.

Ansamblul fizic este format dintr-un număr de elemente fizice, cărora le corespund subsisteme în modelul matematic; fiecare element este caracterizat printr-o serie de *atribute* măsurabile (pentru un motor: tensiune, curent, rezistenţă electrică a înfăşurării, moment de inerţie etc.).

Elementele fizice ale ansamblului interacţionează prin intermediul unor atribute. Acele mărimi ale modelului matematic care corespund atributelor ce intervin în interacţiuni între elemente, sau corespund unor acţiuni din afară asupra sistemului, se vor denumi *variabile*; acele mărimi ale modelului care corespund atributelor ce nu intervin în interacţiuni se vor denumi *parametri.*

Se numesc *ieşiri* acele variabile care interesează în observarea sistemului (şi în funcţie de care se stabilesc performanţele lui). Se numesc *intrări* acele variabile prin care se acţionează din exterior asupra sistemului; dintre acestea se vor denumi *intrări propriu-zise* intrările care servesc operatorului pentru ca, prin modificarea lor, să provoace variaţia ieşirilor conform scopului urmărit; se vor denumi *perturbaţii* acele intrări care nu sînt accesibile operatorului variaţia lor este nedorită şi în general neprevizibilă.

b) *Schema bloc.* Ţinînd seamă de definiţiile de mai sus, schema bloc corespunde figurii 1.

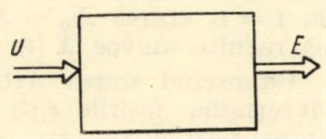


Fig. 1

Ca ieşiri, sistemul va avea un număr de variabile a căror variaţie în timp trebuie să urmărească în permanenţă o curbă impusă (*ieşiri reglate*) şi un număr de variabile ale căror valori maxime trebuie limitate (*ieşiri supuse restricţiilor*). În figura 1 s-a simbolizat prin E un vector care are drept componente cele n variabile de ieşire:

$$E = [e_1\ e_2 \ldots e_n]^T,$$

unde T simbolizează transpoziţia.

Spre exemplu, în cazul unei acţionări electrice la care se urmăreşte reglarea turaţiei n şi limitarea curentului i al motorului:

$$E = [n\ i]^T.$$

În cazul general $a\ m$ intrări s-a adoptat aceeaşi convenţie vectorială:

$$U = [u_1\ u_2 \ldots u_m]^T,$$

În exemplul dat, dacă motorul este de curent continuu şi comandat de la un mutator prin variaţia tensiunii indusului, se poate considera:

$$U = [u_c\ m_s\ u_M]^T,$$

unde:

u_c este tensiunea de comandă a dispozitivului de comandă pe grilă (DCG) al mutatorului;
m_s — cuplul static raportat la arborele motorului;
u_M — amplitudinea tensiunii alternative de alimentare.

2. Ecuaţiile de stare

Problema principală ce trebuie rezolvată de inginer, aceea de a predetermina comportarea unui sistem dimensionat, presupune stabilirea unei relaţii între ieşiri pe de o parte şi intrări pe de altă parte:

$$E = G(U).$$

Experienţa arată că o asemenea dependenţă nu este univocă, deoarece valorile ieşirilor nu depind doar de valorile intrărilor ci şi de trecutul sistemului. Ca urmare se introduce conceptul suplimentar de *stare*, exprimabil matematic printr-un număr ν de variabile x_i care generează un vector al stărilor X. Vectorul stărilor va fi generat de numărul minim de variabile care este necesar pentru ca, cunoscînd la $t = t_0$ starea $X_0 = X(t_0)$ şi $U(t)$ la $t > t_0$, să rezulte univoc $X(t)$ pentru orice $t > t_0$.

Cunoscînd starea $X(t)$ a sistemului, se pot determina ieşirile $e_i(t)$ ca fiind variabile de stare particulare sau combinaţii liniare ale acestora.

Evident, definiţia de mai sus nu oferă inginerului indicaţii suficiente pentru alegerea practică a variabilelor de stare. Mai jos se prezintă o metodă şi un exemplu.

Pe baza variabilelor de stare, ecuaţiile sistemului se pot scrie sub forma:

$$\dot{X} = H(X, U) \tag{1}$$

$$E = F X. \tag{2}$$

Ecuaţia (1) este ecuaţia diferenţială vectorial—matricială de stare care exprimă sintetic cele ν ecuaţii diferenţiale de ordinul 1 ale variabilelor de stare x_i:

$$\dot{x}_1 = H_1(x_1, \ldots, x_\nu, u_1, \ldots, u_m)$$
$$\dot{x}_2 = H_2(x_1, \ldots, x_\nu, u_1, \ldots, u_m)$$
$$\text{ş.a.m.d.}$$

În cazul în care dependenţele sînt liniare ecuaţia de stare se poate scrie:

$$\dot{X} = AX + BU, \tag{3}$$

unde matricele au următoarele ordine:

$$A(\nu \times \nu);\ B(\nu \times m),$$

iar în (2):

$$F(n \times \nu).$$

În cazul în care sistemul este neliniar dar se studiază prin liniarizare în jurul punctului de echilibru $X = X_0$, în ecuaţia (3) A este Iacobianul sistemului:

$$A = \begin{bmatrix} \frac{\partial H_1}{\partial x_1} & \frac{\partial H_1}{\partial x_2} & \cdots & \frac{\partial H_1}{\partial x_\nu} \\ \frac{\partial H_2}{\partial x_1} & \cdots & & \\ \vdots & & & \\ \frac{\partial H_\nu}{\partial x_1} & \frac{\partial H_\nu}{\partial x_2} & \cdots & \frac{\partial H_\nu}{\partial x_\nu} \end{bmatrix} \tag{4}$$

şi analog:

$$B = \begin{bmatrix} \frac{\partial H_1}{\partial u_1} & \cdots & \frac{\partial H_1}{\partial u_m} \\ \vdots & & \\ \frac{\partial H_\nu}{\partial u_1} & \cdots & \frac{\partial H_\nu}{\partial u_m} \end{bmatrix} \tag{5}$$

iar variabilele din ecuaţiile (3) şi (2) reprezintă variaţii în jurul punctului de echilibru:

$$X \to \delta X$$
$$U \to \delta U \tag{6}$$
$$E \to \delta E.$$

Toate elementele matricelor A, B sînt considerate fixe şi egale cu valoarea corespunzătoare punctului de echilibru $X = X_0$.

3. Metoda modelului analogic pentru stabilirea ecuaţiilor de stare ale sistemului

Metoda se bazează pe observaţia că numărul de varibile de stare necesare pentru descrierea unui sistem este egal cu numărul elementelor înmagazinatoare de energie, ceea ce revine la numărul de integratoare pe care le conţine un model analogic al sistemului. Se va ilustra printr-un exemplu.

Fie un SAE conform figurii 2, cuprinzînd un motor de curent continuu serie comandat pe indus prin tensiune variabilă obţinută de la un mutator.

Se vor determina ecuaţiile de stare.

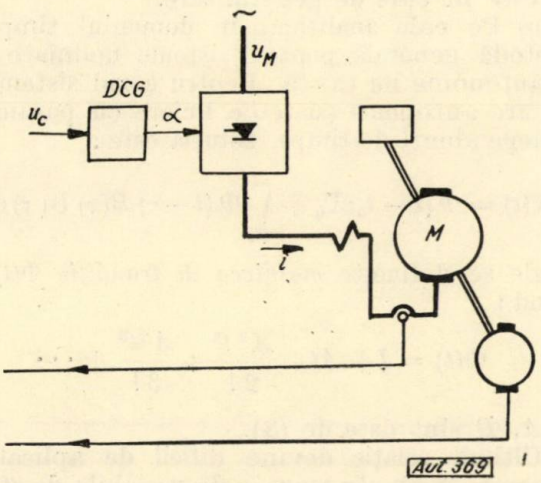


Fig. 2

S-au notat: n — turaţia; i — curentul; φ — fluxul; m_s — cuplul static raportat; u — tensiunea pe indus; u_M — amplitudinea tensiunii reţelei de curent alternativ; α — unghiul de aprindere; u_c — tensiunea la intrarea DCG.

Se construieşte simplu, pe baza ecuaţiilor de mai sus, modelul analogic din figura 3, în care s-au respectat aceleaşi notaţii. Numărul variabilelor de stare va fi 3, egal cu numărul integratoarelor. Se aleg ca variabile de stare mărimile de la ieşirea integratoarelor.

Variabilele de stare determinate ca mai sus nu reprezintă unica posibilitate. Metoda are însă avantajul că, în majoritate, variabilele de stare astfel determinate corespund unor mărimi fizice al SAE.

Ecuaţiile de stare (3) se pot scrie pe baza figurii 3 definind vectorul:

$$X = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} n \\ i \\ x_c \end{bmatrix}$$

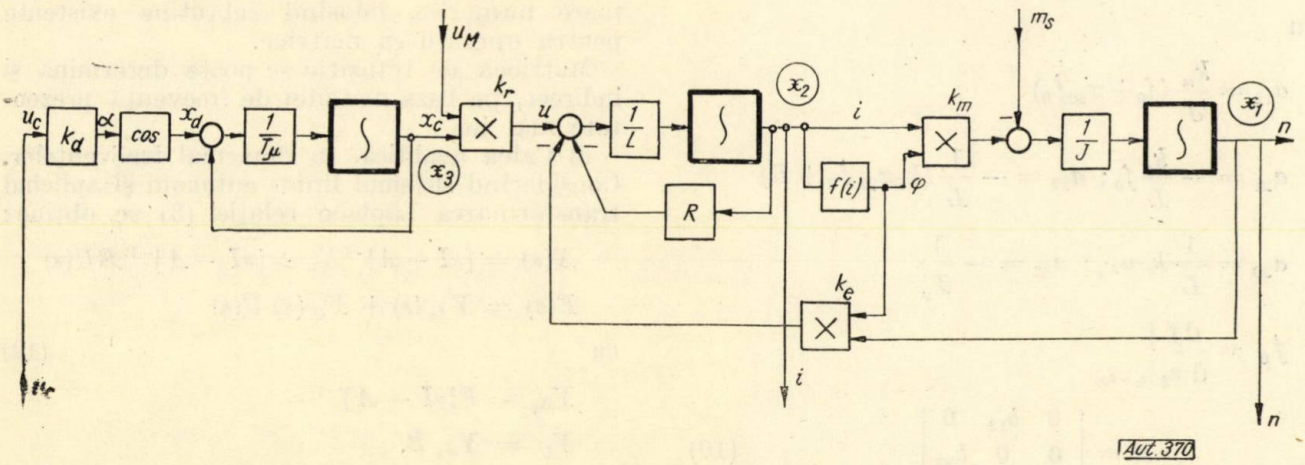


Fig. 3

Ecuaţiile SAE sînt:

$$\left.\begin{aligned} u &= Ri + L\dot{i} + k_e \varphi n \\ J\dot{n} &= k_m \varphi i - m_s \end{aligned}\right\}$$ ecuaţiile de funcţionare ale motorului

$$\varphi = f(i)$$ curba de magnetizare

(7)

$$\left.\begin{aligned} u &= k_r u_M x_c \\ x_c + T_\mu \dot{x}_c &= x_d \\ x_d &= \cos\alpha \end{aligned}\right\}$$ ecuaţiile redresorului ţinînd cont de o întîrziere echivalentă timpului mort T_μ

$$\alpha = k_d u_c$$ caracteristica DCG.

Ecuaţiile sînt:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= \frac{1}{J} k_m x_2 f(x_2) - \frac{1}{J} m_s \\ \dot{x}_2 &= -\frac{1}{L} k_e x_1 f(x_2) - \frac{1}{L} R x_2 + \frac{1}{L} k_r u_M x_3 \\ \dot{x}_3 &= -\frac{1}{T_\mu} x_3 + \frac{1}{T_\mu} \cos(k_d u_c). \end{aligned} \tag{8}$$

Dacă se studiază sistemul în jurul unui punct de echilibru X_0, soluţiile specifice rezultă din ecuaţia (1), respectiv ecuaţiile (8) în regimul staţionar:

$$0 = H(X_0, U_0).$$

Se obţin soluţiile specifice :

$$x_{1_0} = \frac{k_r}{k_e f_0} u_{M_0} \cos(k_d u_{c_0}) - \frac{R}{k_e k_m f_0^2} m_{s_0}$$

$$x_{2_0} = \frac{m_{s_0}}{k_m f_0}$$

$$x_{3_0} = \cos(k_d u_{c_0})$$

cu $f_0 = f(x_{2_0})$ dat pe curba de magnetizare.

La semnale mici în jurul stării X_0, sistemul poate fi descris pe baza relaţiilor (3)—(5), vectorii fiind :

$$X = [x_1\ x_2\ x_3]^T = [n\ i\ u_c]^T$$

$$E = [e_1\ e_2]^T = [n\ i]^T$$

$$U = [u_1\ u_2\ u_3]^T = [u_c\ m_s\ u_M]^T$$

şi matricele :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & a_{12} & 0 \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ 0 & 0 & a_{33} \end{bmatrix} \tag{9}$$

cu

$$a_{12} = \frac{k_m}{J}(f_0 + x_{20}\dot{f}_0)$$

$$a_{21} = -\frac{k_e}{L} f_0;\ a_{22} = -\frac{1}{L}(k_e x_{10} \dot{f}_0 + R)$$

$$a_{23} = \frac{1}{L} k_r u_{M_0};\ a_{33} = -\frac{1}{T_\mu}$$

$$\dot{f}_0 = \left.\frac{\mathrm{d}f}{\mathrm{d}x_2}\right|_{x_2 = x_{20}}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & b_{12} & 0 \\ 0 & 0 & b_{23} \\ b_{31} & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{10}$$

cu

$$b_{12} = -\frac{1}{J};\ b_{23} = \frac{k_r}{L};\ b_{31} = -\frac{k_d}{T_\mu} \sin(k_d u_{c_0})$$

$$F = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}. \tag{11}$$

4. Analiza pe baza ecuaţiei de stare

Analiza presupune determinarea dependenţei $X(t)$ (şi implicit $E(t)$) în intervalul $T(t_0, t_f)$, pentru $U(t)$, $X_0 = X(t_0)$ date.

Problema se poate rezolva sub o formă generală pe următoarele căi :

a) Pe cale pur numerică. Ecuaţiile diferenţiale sub forma (1) sau (3) se rezolvă pe calculatorul numeric pentru variantele de date ce interesează în aplicaţii, obţinîndu-se direct $X(t)$ (respectiv $E(t)$ din (2)). Aplicarea metodei este uşurată prin utilizarea de subrutine existente pentru integrarea sistemelor de ecuaţii diferenţiale (de exemplu subrutina FORTRAN „RKGS", bazată pe metoda Runge-Kutta). Un program în acest sens a fost elaborat [4] şi este în curs de generalizare.

b) Pe cale analitică, în domeniul timp. O metodă generală pentru sisteme neliniare sau neautonome nu există. Pentru cazul sistemelor liniare autonome (sisteme liniare cu parametri independenţi de timp), soluţia este :

$$X(t) = \Phi(t - t_0) X_0 + \int_{t_0}^{t} \Phi(t - \tau)\, B(\tau)\, U(\tau)\, \mathrm{d}\tau,$$

unde se defineşte *matricea de tranziţie* $\Phi(t)$ ca fiind :

$$\Phi(t) = I + At + \frac{A^2 t^2}{2!} + \frac{A^3 t^3}{3!} + \cdots$$

A, B sînt date de (3).

Ultima relaţie devine dificil de aplicat la sisteme cu număr mare ν de variabile de stare. Pentru rezolvare se poate apela la calculatoare numerice, folosind subrutine existente pentru operaţii cu matrice.

Matricea de tranziţie se poate determina şi indirect, pe baza metodei de frecvenţă prezentate mai jos.

c) Calea analitică, în domeniul frecvenţelor. Considerînd sistemul liniar autonom şi aplicînd transformarea Laplace relaţiei (3) se obţine :

$$X(s) = [sI - A]^{-1} X_0 + [sI - A]^{-1} BU(s)$$

$$E(s) = Y_{X_0}(s) + Y_U(s)\, U(s)$$

cu (12)

$$Y_{X_0} = F[sI - A]^{-1}$$

$$Y_U = Y_{X_0} B.$$

S-a notat cu I matricea unitate.

Y_U este matricea de transfer a sistemului în raport cu intrările, iar Y_{X_0} este matricea sistemului în raport cu stările iniţiale.

Este evident că matricea de tranziţie $\Phi(t)$ este transformarea inversă Laplace a matricei $[sI - A]^{-1}$:

$$\Phi(t) = \mathcal{L}^{-1}\{[sI - A]^{-1}\}.$$

Prin definiţie matricea

$$\Phi(s) = [sI - A]^{-1} = \frac{adj\ [sI - A]}{det\ [sI - A]},$$

unde *det* simbolizează determinantul ; *adj* simbolizează adjuncta matricei $[sI - A]$, avînd ca element i_j minorul elementului ij din matricea originală $[sI - A]$ transpusă, multiplicat cu $(-1)^{i+j}$.

O metodă mai directă de obţinere a matricei $\Phi(s)$ se bazează pe observaţia că fiecare element φ_{ij} al matricei exprimă contribuţia stării

iniţiale x_{j_0} la variabila x_i. Ca urmare, această contribuţie se poate determina pe graful sistemului liniarizat conform relaţiei (3), pe baza transmitanţei Mason:

$$\varphi_{ij} = M_{ij} = \sum_{ij} D_{ij} \frac{\delta_{ij}}{\Delta} \tag{13}$$

cu

$$\Delta = 1 - \Sigma B_1 + \Sigma B_2 - \Sigma B_3 + \cdots$$

$\delta_{ij} = \Delta$ pentru buclele necomune căii directe ij

şi unde

$\sum_{ij}$ — sumă referitoare la toate căile directe de la i spre j;
ΣB_1 — suma amplificării tuturor buclelor;
ΣB_2 — suma produselor amplificărilor a cîte 2 bucle nealăturate;
ΣB_3 — suma produselor amplificărilor a cîte 3 bucle nealăturate.

Analog se pot obţine direct elementele ij ale matricelor Y_{X_0} şi Y_U ca fiind contribuţiile stării iniţiale x respectiv a intrării u_j la ieşirea e_i.

Cunoscînd elementele matricelor $Y_{X_0}(s)$ şi $Y_U(s)$ se poate determina, prin transformarea inversă Laplace, răspunsul în timp al sistemului pentru orice intrare $U(s)$ şi orice stare iniţială X_0.

În cazul general în care funcţiile de transfer Y_{ij}, care formează elementele matricelor de transfer, sînt funcţii raţionale de forma:

$$Y_{ij} = \frac{\sum_0^p a_k s^k}{\sum_0^r b_k s^k}, \quad p \leqslant r,$$

cu $r > 2$, este avantajoasă obţinerea răspunsului pe un calculator numeric. Un program a fost elaborat în acest sens [4] şi este în curs de generalizare.

5. Determinarea matricelor pentru SAE cu motor de c.c. serie

Ţinînd cont de (9), (10), (11):

$$\Delta = det\,[sI - A] = \begin{bmatrix} s & -a_{12} & 0 \\ -a_{21} & s - a_{22} & -a_{23} \\ 0 & 0 & s - a_{33} \end{bmatrix} =$$

$$= (s^2 - a_{22}\,s - a_{12}\,a_{21})\,(s - a_{33})$$

$$adj\,[sI - A] =$$

$$= \begin{bmatrix} (s-a_{22})(s-a_{33}) & a_{21}(s-a_{33}) & 0 \\ a_{12}(s-a_{33}) & s(s-a_{33}) & 0 \\ a_{12}\,a_{23} & s a_{23} & s(s-a_{22}) - a_{12}\,a_{21} \end{bmatrix}^T$$

$$Y_{X_0} = F\Phi(s) =$$

$$= \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} (s-a_{22})(s-a_{33}) & a_{12}(s-a_{33}) & a_{12}\,a_{23} \\ a_{21}(s-a_{33}) & s(s-a_{33}) & s\,a_{23} \end{bmatrix}$$

$$Y_U = Y_{X_0}\,B =$$

$$= \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} b_{31}\,a_{12}\,a_{23} & b_{12}(s-a_{22})(s-a_{33}) & b_{23}a_{12}(s-a_{33}) \\ b_{31}\,s\,a_{23} & b_{12}\,a_{21}(s-a_{33}) & b_{22}\,s(s-a_{33}) \end{bmatrix}.$$

Variaţia turaţiei motorului rezultă în acest caz conform relaţiilor (6)—(12):

$$\delta n(s) = Y_{X_{011}}\,\delta x_{10} + Y_{X_{012}}\,\delta x_{20} + Y_{X_{013}}\,\delta x_{30} +$$

$$+ Y_{U_{11}}\,\delta u_c(s) + Y_{U_{12}}\,\delta m_s(s) + Y_{U_{13}}\,\delta u_M(s)$$

şi analog pentru $\delta i(s)$. S-au notat cu $Y_{X_{0ij}}$ şi $Y_{U_{ij}}$ elementele ij ale matricelor Y_{X_0} şi $Y_{U'}$.

Pentru comparare cu tratarea clasică, fie cazul particular $\delta X_0 = 0$, $\delta m_s = 0$, $\delta u_M = 0$. Atunci $\delta n(s) = Y_{U_{11}}\,\delta u_c(s)$ cu

$$Y_{U_{11}} = \frac{b_{31}\,a_{12}\,a_{23}}{\Delta}.$$

Înlocuind coeficienţii rezultă:

$$Y_{U_{11}} =$$

$$= \frac{-\frac{k_d}{T_\mu}\sin(k_d\,u_{c0})\,\frac{k_m}{J}\,(f_0 + x_{20}\dot{f}_0)\,\frac{1}{L}\,k_r\,u_{M_0}}{\left[s\left(s + \frac{1}{L}(k_e x_{10}\dot{f}_0 + R)\right) + \frac{k_e k_m}{J\,L} f_0 (f_0 + x_{20}\dot{f}_0)\right]\left(s + \frac{1}{T_\mu}\right)} = \tag{14}$$

$$= \frac{-\frac{k_d\,k_r\,u_{M_0}}{k_e f_0}\sin(k_d\,u_{c0})}{(s\,T_\mu + 1)\,[s^2\,T_m^0\,T_r^0 + s\,T_m^0 + 1]}$$

cu $T_r = \frac{L}{R}$, $T_m = \frac{J\,R}{k_e\,k_m\,f_0^2}$, $T_r^0 = \frac{T_r}{1 + \frac{k_e\,x_{10}\dot{f}_0}{R}}$

şi $T_m^0 = \frac{J\,R\left(1 + \frac{k_e\,x_{10}\dot{f}_0}{R}\right)}{k_e\,k_m f_0^2\left(1 + \frac{x_{20}\,\dot{f}_0}{f_0}\right)} = \frac{T_m\left(1 + \frac{k_e\,x_{10}\dot{f}_0}{R}\right)}{1 + \frac{x_{20}\,\dot{f}_0}{f_0}}.$

Forma funcţiei de transfer este cunoscută din cazul motorului de c.c. cu excitaţie independentă, constantele de timp electromagnetică T_r^0 şi electromecanică T_m^0 avînd valori dependente de punctul de funcţionare X_0.

Acelaşi rezultat se poate obţine direct pe baza grafului din figura 4. Conform relaţiei (13) se calculează transmitanţa de la δu_1 spre δx_1.

Există o singură cale directă de la δu_1 la δx_1 şi 3 bucle, toate comune cu calea directă.

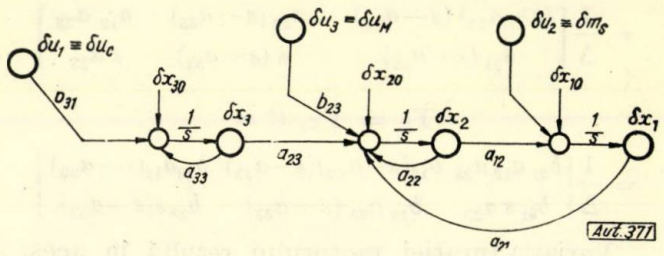


Fig. 4

Rezultă :

$$D_{11} = \frac{b_{31}\, a_{23}\, a_{12}}{s^3}$$

$$\Delta = 1 - \left(\frac{a_{33}}{s} + \frac{a_{22}}{s} + \frac{a_{12}a_{21}}{s^2}\right) + \frac{a_{33}}{s}\left(\frac{a_{22}}{s} + \frac{a_{12}a_{21}}{s^2}\right)$$

$$\delta_{11} = 1$$

şi :

$$Y_{U_{11}} = D_{11}\frac{\delta_{11}}{\Delta}$$

cu expresia identică cu (14).

6. Concluzii

Studiul proceselor rapide pe baza conceptelor de stare şi variabile de stare, caracteristice sistemelor multivariabile, permite inginerului predeterminarea corectă şi precisă a comportării proceselor ţinînd cont de intrările propriu-zise, de perturbaţii şi stări iniţiale. De asemenea metoda oferă soluţii pentru o mare categorie de sisteme care nu sînt abordabile prin metodele clasice (sisteme neliniare sau neautonome) şi a căror importanţă în practică este din ce în ce mai mare.

Aplicarea metodelor prezentate devine, după asimilarea lor de către inginer, o problemă de rutină. Răspunsul în timp se poate obţine comod pe calculatorul numeric, pe baza unor programe uşor de aplicat.

Se consideră avantajoase următoarele metode :

— în cazul sistemelor neliniare neliniarizabile sau neautonome, integrarea numerică a ecuaţiilor diferenţiale de stare ;

— în cazul sistemelor liniare (sau liniarizabile) autonome, fie integrarea numerică a ecuaţiei de stare, fie metoda frecvenţelor, cea din urmă permiţînd în mai mare măsură studierea unor aspecte calitative (influenţa unor anumiţi parametri asupra performanţelor ş.a.).

BIBLIOGRAFIE

[1] Zadeh, L., Desoer, C. *Linear systems theory.* A state space approach. New York, McGraw-Hill, 1963.

[2] Penescu, C. *Conceptele teoriei sistemelor.* În : Automatica şi Electronica, nr. 3, 1971, p. 100—110.

[3] Penescu, C., Ionescu, V., Rosinger, S. Procese optimale. Bucureşti, Ed. Academiei, 1970.

[4] Anastasiu, S. *Sisteme de reglare autoadaptive în acţionări electrice industriale cu motoare de curent continuu.* Teză de doctorat. Institutul politehnic Bucureşti, 1971.

[5] Derusso, P. M., Roy, J., Close, C. M. *State variables for engineers.* New York, Wiley, 1966.

Ing. EMIL GOILAV

DESPRE EXISTENŢA OPTIMULUI ÎNTR-O CATEGORIE DE PROBLEME DE REGLARE OPTIMALĂ

Există o categorie de probleme de comenzi optimale care prezintă un interes deosebit prin aplicaţiile ei ; este vorba de comanda optimală a frînării unui vehicul cu variantele ei : frînarea pentru reducerea vitezei, frînarea pînă la oprire, aterizare (ILS), aselenizare lină etc.

În multe dintre aceste probleme se urmăreşte minimizarea timpului de frînare şi a consumului de energie (de exemplu combustibil), deci criteriul de optimizare este un criteriu compus.

Stabilirea condiţiilor de optim şi, în special, determinarea legii de reglare optimală nu sînt totdeauna probleme simple : uneori este necesar să se recurgă la compromisuri între posibilitatea optimizării şi realizabilitatea fizică ; alteori, în căutarea extremului, se ajunge la rezultate banale care pot fi considerate drept optim.

De aceea în multe cazuri este avantajos ca, înainte de a dezvolta calculele de găsire a optimului, să se verifice dacă într-adevăr există optim.

În [1] se dă un procedeu cu care se poate verifica anticipat existenţa optimului. Procedeul se referă numai la un criteriu simplu de optimizare de forma :

$$Q = \int_0^T [u]\, dt, \qquad (1)$$

în care $[u]$ este norma euclidiană a vectorului de comandă.

În cele ce urmează vom trata problema existenţei optimului pentru o funcţie de cost compusă, de o formă mai generală :

$$Q = \int_0^{t_f} \left(u^{2n} + \sum_{i=1}^{n} \lambda_i x_i \right) \mathrm{d}t, \frac{\partial u}{\partial x_i} = K_i, \ \lambda_i \neq 0, \quad (2)$$

în care :

n este un număr întreg pozitiv ;
λ_i — multiplicatorul Lagrange ;
x_i $(i=1,2,\ldots,n$ — variabila de stare ;
$u(t)$ — funcţia de comandă (forţare) a elementului automatizat ;
$(0-t_f)$ — durata de evoluţie a procesului optim (comanda optimală a frînării).

Funcţia de forţare este presupusă că poate fi exprimată, în funcţie de variabilele de stare, la puterea întîi (aceasta este cazul în multe procese fizice).

Realizarea acestei condiţii se poate recunoaşte uşor din setul de ecuaţii diferenţiale de ordinul întîi ce descriu evoluţia sistemului.

1. Punerea problemei

Se dă sistemul liniar cu coeficienţi constanţi ce poate fi descris de un sistem de ecuaţii de forma :

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (3)$$
$$y = Cx + Du$$

în care :

$x = (x_1, x_2, \ldots, x_n)$ este vectorul de stare ;
$u(t)$ — funcţia de comandă (forţare) ;
y — funcţia de ieşire a sistemului ;
$ABCD$ — matrice de coeficienţi constanţi.

Se dă funcţia de cost (2).

Sistemul fizic în evoluţia lui impune limitările :

$$x \in X \quad u \in \Omega ; \quad (4)$$
$$[u] \leqslant U. \quad (5)$$

Problema cere să se găsească o succesiune de comenzi care să ducă sistemul (3) din starea iniţială definită prin :

$$x(0) = x_0 \quad (6)$$

într-o stare cît mai apropiată de starea finală definită prin :

$$x(t_f) = x_f \quad (7)$$

în timpul finit $0 < t \leqslant t_f$ astfel încît, respectîndu-se limitările (4) şi (5), să se minimizeze funcţia de cost (2).

Deci în problemă se cere obţinerea unui optim prin realizarea simultană a următoarelor condiţii, care sînt în acelaşi timp condiţiile necesare şi suficiente de existenţă a optimului :

— satisfacerea ecuaţiilor de stare ale sistemului (3) ;
— satisfacerea restricţiilor şi limitărilor (4), (5) ;
— minimizarea funcţiei de cost (2) ;
— comenzile să se facă într-un timp finit.

2. Determinarea expresiei care precizează existenţa optimului

Soluţia ecuaţiilor de stare (3) are forma cunoscută :

$$x(t) = \Phi(t)\, x(0) + \int_0^{t_f} \Phi(t-\tau)\, Bu(\tau)\, \mathrm{d}\tau, \quad (9)$$

în care $\Phi(t)$ este matricea de tranziţie obţinută prin transformarea Laplace inversă :

$$\Phi = \mathfrak{L}^{-1}\{(sI - A)^{-1}\} = \mathrm{e}^{At}, \quad (10)$$

în care :

s este variabila complexă ;
I — matricea de identitate ;
A — cu semnificaţia la fel ca în (3).

Considerăm că starea finală corespunde originii spaţiului stărilor, adică :

$$x_f = 0, \quad (11)$$

astfel că (9) devine :

$$0 = \Phi(t_f)x(0) + \int_0^{t_f} \Phi(t_f - \tau)\, Bu(\tau)\, \mathrm{d}\tau$$

sau :

$$-\Phi(t_f)\, x(0) = \int_0^{t_f} \Phi(t_f - \tau)\, Bu(\tau)\, \mathrm{d}\tau. \quad (12)$$

Fie acum două funcţii $f(x)$ şi $g(x)$ definite pe domeniul R. Inegalitatea Cauchy—Schwartz [2] se poate scrie :

$$\left(\int_R f(x) g(x) \mathrm{d}v \right)^2 \leqslant \left(\int_R f^2(x)\, \mathrm{d}v \right) \left(\int_R g^2(x)\, \mathrm{d}v \right). \quad (13)$$

Avem apoi evident relaţia :

$$|x(t)| \leqslant \int_0^{\sigma} x(\tau)\, d\tau. \quad (14)$$

Combinînd (13) cu (14) se obţine :

$$\int_R |f(x)\, g(x)|\, \mathrm{d}v \leqslant \left[\int_R |f(x)|^2 \mathrm{d}v \right]^{1/2} \left[\int_R |g(x)|^2 \mathrm{d}v \right]^{1/2}. \quad (15)$$

Relaţia (15) permite să se scrie integrala (12) sub forma:

$$\int_0^{t_f} |\Phi(t_f - \tau)\, Bu(\tau)|\, d\tau \leqslant \left[\int_0^{t_f} |\Phi(t_f - \tau)\, B|^2\, d\tau\right]^{1/2} \left[\int_0^{t_f} |u(\tau)|^2\, d\tau\right]^{1/2}$$

sau:

$$\left[\int_0^{t_f} |u(\tau)|^2\, d\tau\right]^{1/2} \geqslant \frac{\int_0^{t_f} |\Phi(t_f - \tau)\, Bu(\tau)|\, d\tau}{\left[\int_0^{t_f} |\Phi(t_f - \tau) B|^2\, d\tau\right]^{1/2}}. \tag{16}$$

Ţinînd seamă de (12), fracţia din (16) se poate scrie:

$$\left[\int_0^{t_f} |u(\tau)|^2\, d\tau\right]^{1/2} \geqslant \frac{|\Phi(t_f)\, x(0)|}{\left[\int_0^{t_f} |\Phi(t_f - \tau)\, B|^2\, d\tau\right]^{1/2}}. \tag{17}$$

Luînd în considerare relaţia (5) se poate pune relaţia (17) sub forma:

$$U \geqslant \frac{|\Phi(t_f)\, x(0)|}{\left[\int_0^{t_f} |\Phi(t_f - \tau)\, B|^2\, d\tau\right]^{1/2}}. \tag{18}$$

Relaţia (16) ca atare sau sub formele restrînse (17) şi (18) este o relaţie necesară pentru existenţa optimului. Într-adevăr comenzile $u(t)$ în (16) pot satisface toate condiţiile (8) cu excepţia minimizării funcţionalei (2) care nu a fost considerată încă. Dintre toate comenzile $u(t)$ care satisfac condiţiile (16), respectiv (17), trebuie reţinute numai acelea care minimizează în acelaşi timp relaţia (2) şi satisfac limita (5).

3. Determinarea valorilor pentru u(t) candidate la optim

Funcţia de cost (2) va prezenta un extrem în raport cu $u(t)$ o dată cu integrantul q:

$$q = u^{2n} + \sum_{i=1}^{n} \lambda_i x_i. \tag{19}$$

Prin ipoteză $u(t)$ este o combinaţie liniară a variabilelor de stare, astfel că există corespondenta:

$$\min_{u(x)\in\Omega} q \to \min_{x\in X} q \tag{20}$$

Pentru extrem avem:

$$\frac{\partial q}{\partial x_i} = \frac{\partial q}{\partial u}\frac{\partial u}{\partial x_i} + \lambda_i = 0,\ i = 1,2,\ldots n,$$

dar conform datelor iniţiale:

$$\frac{\partial u}{\partial x_i} = k_i,\ i = 1,2,\ldots,n,$$

deci:

$$\frac{\partial q}{\partial u} = -\frac{\lambda_i}{K_i},\ i = 1,\ 2,\ldots n.$$

Din (19) rezultă:

$$2nu^{2n-1} = -\lambda_i/K_i$$

sau:

$$\hat{u}(\lambda_i) = \sqrt[2n-1]{-\lambda_i/2n\,K_i} = \mu. \tag{21}$$

S-a notat în $\hat{u}(\lambda_i)$ valoarea comenzilor care extremizează funcţia de cost.

4. Existenţa optimului

Se introduce (21) în (16) şi, observînd că $\hat{u}(\lambda_i)$ este independent de timp, deci μ poate fi trecut în stînga integralei, se poate scrie:

$$\left[\int_0^{t_f} |u(\tau)|^2\, d\tau\right]^{1/2} \geqslant \frac{\int_0^{t_f} |\Phi(t_f - \tau)\, B\hat{u}(\lambda_i)|\, d\tau}{\left[\int_0^{t_f} |\Phi(t_f - \tau)\, B|^2 d\tau\right]^{1/2}} \tag{22}$$

sau încă:

$$\left[\int_0^{t_f} |u(\tau)|^2\, d\tau\right]^{1/2} \geqslant \mu\, \frac{\int_0^{t_f} |\Phi(t_f - \tau)\, B|\, d\tau}{\left[\int_0^{t_f} |\Phi(t_f - \tau)\, B|^2\, d\tau\right]^{1/2}}, \tag{23}$$

Relaţia (22), respectiv (23), este relaţia necesară şi suficientă care satisface toate condiţiile (8) şi, prin urmare, poate fi o formă de precizare a existenţei optimului în sensul problemei puse.

5. Domeniul de existenţă a optimului. Trebuie subliniat faptul că verificarea existenţei optimului rezolvă numai parţial problema căutării optimului. Într-adevăr se poate ca, în unele cazuri, unele moduri ale evoluţiei procesului tranzitoriu să nu poată fi comandate sau măsurate. În acel caz, comandabilitatea sistemului este numai parţială. Trebuie deci să se ştie care anume stări nu sînt comandabile sau, altfel spus, care este domeniul de existenţă al optimului dorit. Se va evita astfel căutarea unui optim în raport cu parametrii care, într-un anumit caz, nu pot fi comandaţi.

Fără a căuta legea de reglare a sistemului, deci fără a fi nevoie de a rezolva integral problema căutării optimului, este suficient să se verifice dacă se pot scrie relaţii care să lege cauza, funcţia de forţare, de efect, variabilele de stare.

Pentru aceasta este suficient a scrie ecuaţiile (3) sub forma normală (canonică):

$$\dot{q} = \Lambda q + B_n u$$
$$y = C_n q + D_n u \tag{24}$$

în care :

$$\Lambda = M^{-1} A M,$$

M fiind matricea nodală (v. mai jos), iar Λ este matricea diagonală formată cu rădăcinile λ ale ecuaţiei caracteristice :

$$|\lambda I - A| X = 0;$$

apoi :

$$x = M q; \; B_n = M^{-1} B; \; C_n = C M; \; D_n = D,$$

astfel că (24) devine :

$$\dot{q} = M^{-1} A M q + M^{-1} B u$$
$$y = C M q + D_n u. \qquad (25)$$

Condiţia de comandabilitate completă este ca nici un rînd al matricei B_n să nu fie complet zero, iar condiţia de observabilitate completă este ca C_n să nu aibă coloane zero [3].

Prin forma ei, matricea M are rîndurile sale vectori-bază ale spaţiului n dimensional al stărilor ; un rînd zero în $B_n - M^{-1}B$ înseamnă că vectorul de comandă nu va avea componenta după o axă zero ; deci nu va putea comanda starea respectivă a sistemului.

De asemenea o coloană zero în matricea CM înseamnă că variabila de stare nu este observabilă la ieşirea sistemului. Coloanele matricei M formează şi ele o bază-vector a spaţiului stărilor. Lipsa unei axe de coordonate în spaţiul mărimilor de ieşire arată că printre stările cuprinse în funcţia de ieşire o anumită stare lipseşte, nu este observabilă.

Este suficient deci a forma matricele :

$$M^{-1} B \text{ şi } CM \qquad (26)$$

pentru a vedea care este domeniul în care optimul poate exista.

În ceea ce priveşte matricea modală M, ea se obţine astfel.

Ecuaţia caracteristică se poate scrie :

$$|\lambda I - A| = (\lambda - \lambda_1)(\lambda - \lambda_2) \ldots = 0,$$

în care :

$$A = \left\| \begin{matrix} a_{11} & a_{12} \ldots a_{1n} \\ a_{12} \ldots & a_{22} \ldots a_{2n} \\ \vdots & \\ a_{n1} & a_{n2} \ldots a_{nn} \end{matrix} \right\| \rightarrow A^T \rightarrow Adj A \rightarrow$$

$$\longrightarrow \left\| \begin{matrix} \lambda - b_{11} & b_{12} & \ldots b_{1n} \\ b_{21} & \lambda - b_{22} \ldots & b_{2n} \\ \vdots & & \\ b_{n1} & b_{n2} \ldots & \lambda - b_{nn} \end{matrix} \right\|. \qquad (27)$$

Se formează $Adj\, A_{\lambda_i}$ înlocuind în (27) pe rînd valorile λ cu λ_i. Din fiecare matrice astfel obţinută se foloseşte cîte o coloană, corespunzătoare ordinei rădăcinilor, multiplicată cu cîte un coeficient, în scopul obţinerii unei forme cît mai simple pentru a forma matricea modală M.

Aplicaţie. Fie un vehicul de masă m care trebuie frînat cu o forţă F. Ecuaţia ce descrie acest proces poate fi :

$$F = ma \qquad (28)$$

în care a este decelerаţia (acceleraţia negativă).

Funcţia de transfer a vehiculului o considerăm simplu :

$$y(s) = \frac{T}{s(sT + 1)}. \qquad (29)$$

Se pot scrie ecuaţiile diferenţiale de ordinul întîi care descriu procesul :

$$\dot{x}_1 = x_2 \qquad 30)$$
$$\dot{x}_2 = u - \frac{x_2}{T},$$

unde :

x_1, x_2 sînt variabilele de stare (poziţia şi viteza vehiculului) ;
u — funcţia de forţare (frînare) a sistemului ;
T — constanta de timp.

Funcţia de cost considerată este de forma :

$$Q = \int_0^{t_f} [u^2 + \lambda (x_2 - x_f)] \, dt, \qquad (31)$$

în care λ este coeficientul Lagrange.

Funcţionarea sistemului este supusă limitărilor :

$$[u] \leqslant U, \; x_1(t_f) = x_2(t_f) = 0, \; x_1(0) \leqslant L, \; x_2(0) = V_0. \qquad (31')$$

Punînd (30) sub forma (3) rezultă :

$$A = \left\| \begin{matrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{1}{T} \end{matrix} \right\|, \quad B = \left\| \begin{matrix} 0 \\ 1 \end{matrix} \right\|, \quad C = \|1 \; 0\|, \; D = 0, \qquad (32)$$

astfel că (30) devine :

$$\left\| \begin{matrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{matrix} \right\| = \left\| \begin{matrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{1}{T} \end{matrix} \right\| \cdot \left\| \begin{matrix} x_1 \\ x_2 \end{matrix} \right\| + \left\| \begin{matrix} 0 \\ 1 \end{matrix} \right\| \cdot \left\| \begin{matrix} u_1 \\ u_2 \end{matrix} \right\|; \qquad (33)$$

$$y = \|1 \; 0\| \cdot \left\| \begin{matrix} x_1 \\ x_2 \end{matrix} \right\|.$$

Avem :

$$\lambda_1 = 0 \quad \lambda_2 = -\frac{1}{T}$$

şi :

$$Adj \, \| \lambda I - A \| = \left\| \begin{matrix} \lambda + \frac{1}{T} & -1 \\ 0 & \lambda \end{matrix} \right\|.$$

Pentru cele două rădăcini rezultă matricele:

$$\text{pentru } \lambda_1 = 0: \left\| \begin{matrix} \frac{1}{T} & -1 \\ 0 & 0 \end{matrix} \right\|; \text{ pentru } \lambda_2 = -\frac{1}{T}: \left\| \begin{matrix} 0 & -1 \\ 0 & -\frac{1}{T} \end{matrix} \right\|,$$

astfel că matricea modală este:

$$M = \left\| \begin{matrix} \frac{1}{T} & -1 \\ 0 & -\frac{1}{T} \end{matrix} \right\|, \text{ iar } M^{-1} = \left\| \begin{matrix} T & -T^2 \\ 0 & -T \end{matrix} \right\|. \quad (34)$$

Formulele (26) devin:

$$M^{-1} B = \left\| \begin{matrix} T & -T^2 \\ 0 & -T \end{matrix} \right\| \cdot \left\| \begin{matrix} 0 \\ 1 \end{matrix} \right\| = \left\| \begin{matrix} -T^2 \\ -T \end{matrix} \right\| \quad (35)$$

şi:

$$CM = \| 1 \ \ 0 \| \cdot \left\| \begin{matrix} \frac{1}{T} & -1 \\ 0 & -\frac{1}{T} \end{matrix} \right\| = \left\| \frac{1}{T} \quad -1 \right\|. \quad (36)$$

Sistemul considerat este complet comandabil şi observabil; atît în (35) cît şi în (36) nu sînt rînduri, respectiv coloane, zero.

Verificarea existenţei optimului se face cu relaţia (23). Pentru aceasta este necesar să se calculeze matricea de tranziţie $\Phi(t_f - \tau)$:

$$\Phi(t_f - \tau) = \mathcal{L}^{-1}\{\| sI - A \|^{-1}\} = \left\| \begin{matrix} 1 & T\left(1 - e^{-\frac{t_f - \tau}{T}}\right) \\ 0 & -Te^{-\frac{t_f - \tau}{T}} \end{matrix} \right\|. \quad (37)$$

apoi:

$$\Phi(t_f - \tau) B = \left\| \begin{matrix} T\left(1 - e^{-\frac{t_f - \tau}{T}}\right) \\ -Te^{-\frac{t_f - \tau}{T}} \end{matrix} \right\|. \quad (38)$$

Folosind relaţia (21) se obţine:

$$\hat{u}(\lambda_i) = -\frac{\lambda_2}{K_2} = -\mu. \quad (39)$$

Introducînd (38) şi (39) în (23) rezultă:

$$\left[\int_0^{t_f} |u(\tau)|^2 \, d\tau\right]^{1/2} \geqslant \mu \frac{\int_0^{t_f} \left| \left\| \begin{matrix} T\left(1 - e^{-\frac{t_f - \tau}{T}}\right) \\ -Te^{-\frac{t_f - \tau}{T}} \end{matrix} \right\| \right| d\tau}{\left[\int_0^{t_f} \left| \left\| \begin{matrix} -T^2 e^{-\frac{t_f - \tau}{T}} \left(1 - e^{-\frac{t_f - \tau}{T}}\right) \\ T^2 e^{-2\frac{t_f - \tau}{T}} \end{matrix} \right\| \right| d\tau\right]^{1/2}}. \quad (40)$$

Coeficientul μ, respectiv λ, se determină astfel ca relaţia (5) să fie satisfăcută, deci şi (40). Prin urmare, sistemul considerat poate prezenta un optim în raport cu criteriul (31). Domeniul său de existenţă este definit de relaţiile (31'); existenţa optimului este definită prin relaţia (40), iar domeniul lui de existenţă, prin relaţiile (35) şi (36).

De observat că observabilitatea şi comandabilitatea unui sistem sînt condiţii necesare dar nu şi suficiente pentru existenţa optimului. Într-adevăr cu (35) şi (36), care definesc aceste două proprietăţi, se stabileşte numai că diferitele stări ale sistemului pot fi comandate şi măsurate la ieşirea lui; aceste relaţii nu pot preciza în ce măsură comenzile folosite sînt optime. Ele conţin şi comenzile optime, dar nu numai pe acelea. Numai verificarea cu relaţia (23) poate asigura că sistemul considerat satisface condiţiile necesare şi suficiente (8) pentru existenţa optimului.

BIBLIOGRAFIE

[1] Kishi, Fr. *The existence of optimal control of a class of optimization problems.* În: IRE trans. on automatic control, nr. 2, aprilie 1963.

[2] Bellman, R. E. *Introducere în analiza matricială.* Bucureşti, Editura tehnică, 1969.

[3] De Russe, P. M., Roy, R. J., Close, C. M. *State variables for engineers.* New York, Wiley, 1967.

Ing. ANDREI DORÉ LANDAU

Probleme privind stabilitatea la semnale perturbatoare a unui circuit bistabil DTL cu integratoare Miller

Printre măsurile care se iau pentru mărirea stabilităţii la semnale perturbatoare a unui circuit bistabil tip DTL se numără şi utilizarea reacţiei capacitive dintre baza şi colectorul transistoarelor din circuit (integrator Miller). Se reduce astfel viteza de comutare a transistoarelor pînă la limita impusă de frecvenţa maximă de lucru.

În articol se stabilesc criteriile de apreciere şi relaţiile de determinare a stabilităţii la semnale perturbatoare a unui astfel de circuit.

Pe baza acestor relaţii se indică metodele de optimizare, în funcţie de perturbaţii, a configuraţiei unui circuit bistabil al cărui timp de trecere este impus.

1. Stabilitatea la semnale perturbatoare aplicate la intrarea statică

1. 1. *Generalităţi.* În figura 1 se prezintă schema unui circuit bistabil cu integratoare Miller format din două circuite *NAND*, avînd o intrare statică S şi o intrare dinamică D.

stare situată la intersecţia caracteristicilor de transfer N_1 şi N_2 şi caracterizată de amplificarea unitară în buclă deschisă ($v\cdot(A_1)-(A_4)$):

$$N_1 = \frac{U_{\bar{E}}}{R_3} - \frac{E_C - M^-}{R_3} + \frac{U_E}{\beta_1 R_7'} = 0, \quad (1)$$

$$R_7' = R_7 || R_S || R_2;$$

$$N_2 = \frac{U_E}{R_4} - \frac{M^+}{R_4} - \frac{E_C - U_{\bar{E}}}{\beta_2 R_8'} = 0, \quad (2)$$

$$R_8' = R_8 || R_S' || R_1.$$

Ecuaţiile caracteristicilor N_1, N_2 se obţin prin egalarea cu zero a expresiilor curenţilor i_1, i_2 (fig. 1).

Caracteristicile de transfer ale circuitului bistabil realizat prin legarea în buclă a celor două circuite *NAND* coincid cu cele din figura 2, pînă la atingerea stării de tranziţie Q_T ($U_S = E_C - u_p \leqslant E_c - M_a^-$). Depăşirea stării Q_T declanşează un proces regenerativ care produce bascularea circuitului.

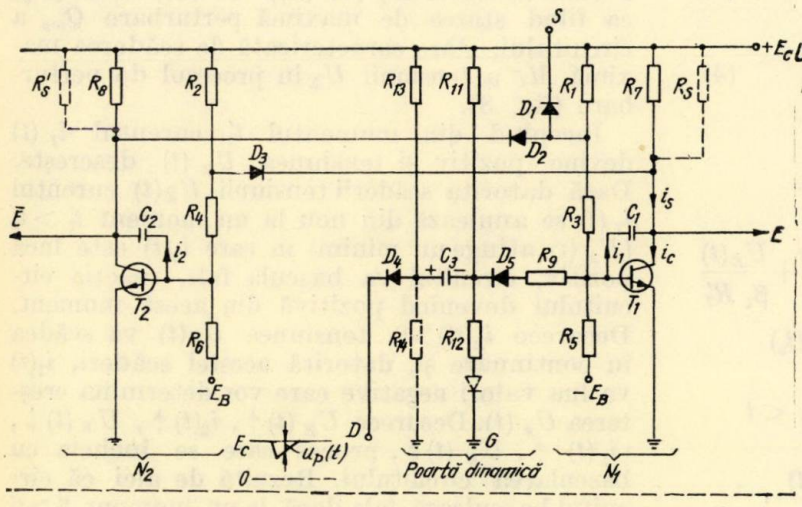


Fig. 1. Schema electrică a circuitului bistabil:
S – intrare statică; D – intrare dinamică; $u_p(t)$ – semnal perturbator.

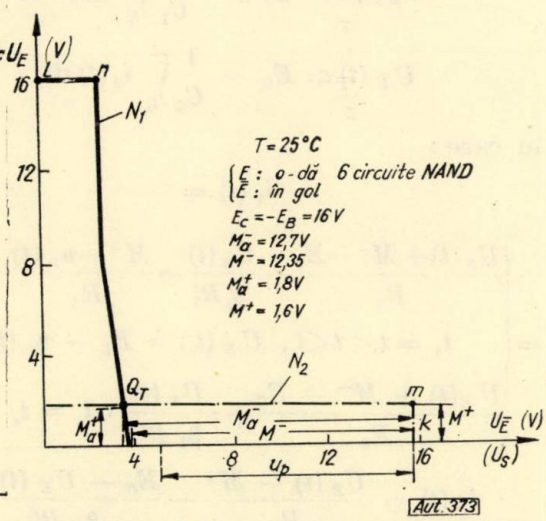


Fig. 2. Caracteristicile de transfer ale circuitelor *NAND*:
N_1 – circuit *NAND* uşor blocabil; N_2 – circuit *NAND* uşor saturabil

Cu ajutorul caracteristicilor de transfer ale celor două circuite *NAND* (fig. 2) se pot determina:

– pragul de blocare al transistorului T_1: $M^-(v\cdot(A_1))$;

– pragul de deschidere al transistorului T_2: M^+ $(v\cdot(A_2))$;

– coordonatele $U_{\bar{E}} = E_C - M_a^-$, $U_E = M_a^+$ ale stării de tranziţie Q_T a circuitului bistabil,

Dacă la intrarea S a circuitului, aflat iniţial în starea Q ($U_{\bar{E}} = E_C$, $U_E = 0$), se suprapune, peste nivelul „1" (E_C) existent, un semnal perturbator $u_p(t)$ (fig. 1), nivelul de tensiune la intrarea S scade, transistorul T_1 tinde să se blocheze, iar tensiunea U_E creşte determinînd astfel scăderea temporară a tensiunii $U_{\bar{E}}$ (dechiderea transistorului T_2). Dacă semnalul $u_p(t)$ are o amplitudine şi o durată sufi-

cient de mică, circuitul revine în cele din urmă în starea inițială ($U_E \to U_{CES}$, $U_{\bar{E}} \to E_C$).

Starea unui circuit bistabil la un moment dat se poate reprezenta în planul $U_{\bar{E}}$, U_E (spațiul stărilor).

Caracterizînd circuitul cu ajutorul parametrului stare, se pot determina traiectoriile pe care le parcurge acesta în spațiul stărilor, respectiv stările prin care trece circuitul cînd este scos din starea stabilă inițială (L sau K) de către un semnal perturbator aplicat la intrarea circuitului (fig. 3).

1.2. *Traiectorii în spațiul stărilor.* Fie semnalul $u_p(t)$ suprapus peste nivelul „1" (E_C) la intrarea S a circuitului bistabil (fig. 1) aflat în starea inițială Q ($U_{\bar{E}} = E_C$, $U_E = 0$). Pentru a simplifica calculele se fac următoarele ipoteze:

— transistoare foarte rapide;

— $U_{CES} = 0$, $\beta \gg 1$;

— se neglijează timpul de întîrziere la deschidere;

— $u_p(t) = E_C - U_s(t) > M^-$ pentru $t \in [0, t_2]$, $(u_p(t_2) = M^-)$;

— $u_p'(t) < 0$.

Ținînd seamă de aceste ipoteze, ecuațiile care descriu funcționarea circuitului au expresiile (v. anexa B, fig. 4):

$$U_E(t) \simeq U_E(t_i) - \frac{1}{C_1}\int_{t_i}^{t} i_1(t)\,dt; \qquad (3)$$

$$U_{\bar{E}}(t) \simeq E_C - \frac{1}{C_2}\int_{t_1}^{t} i_2(t)\,dt, \qquad (4)$$

în care:

$$i_1(t) =$$

$$= \begin{cases} \dfrac{U_S(t)+M^- - E_C}{R_3} + \dfrac{U_E(t)}{\beta_1 R_7'} = \dfrac{M^- - u_p(t)}{R_3} + \dfrac{U_E(t)}{\beta_1 R_7'} \\ t_i = t_s < t \leqslant t_e,\ U_{\bar{E}}(t_e) = E_C - u_p(t_e) \\ \dfrac{U_{\bar{E}}(t) + M^- - E_C}{R_3} + \dfrac{U_E(t)}{\beta_1 R_7'},\ t_i = t_e < t \end{cases}$$

$$i_2(t) = \frac{U_E(t) - M^+}{R_4} - \frac{E_C - U_{\bar{E}}(t)}{\beta_2 R_8'},$$

t_1 fiind momentul deschiderii transistorului T_2 ($U_E(t_1) \simeq M^+$).

Traiectoria parcursă în spațiul stărilor de către circuitul perturbat cu semnalul $u_p(t)$ poate fi determinată eliminînd parametrul t din relațiile (3), (4).

La început (fig. 4), datorită scăderii tensiunii la intrarea S sub nivelul $E_C - M_s^-$, tensiunea $U_E(t)$ este în creștere, iar tensiunea $U_{\bar{E}}(t)$ în scădere. Datorită ipotezei $u_p'(t) < 0$, tensiunea $U_E(t)$ atinge maximul în momentul t_2', în care curentul $i_1(t)$, inițial negativ, se anulează ($U_E'(t_2') = 0$; considerînd $\beta_1 \gg 1$, din $i_1(t_2') = 0$ se obține $t_2' \simeq t_2$, respectiv $U_S(t_2') \simeq E_C - M^-$). Cu toate că din momentul t_2' tensiunea $U_E(t)$ revine spre nivelul inițial ($i_1(t) > 0$ pentru $t > t_2'$), derivata $U_{\bar{E}}'(t)$ se menține încă negativă deoarece $U_E(t) > M^+$. Circuitul revine spre starea inițială dacă, la un moment $t_3 > t_2'$ în care $i_1(t_3) > 0$, curentul $i_2(t)$ inițial pozitiv se anulează determinînd un minim al tensiunii $U_{\bar{E}}(t)$ (considerînd $\beta_2 \gg 1$, din $i_2(t_3) = 0$ se obține $U_E(t_3) = M^+$).

Din cele arătate mai sus rezultă că circuitul bistabil revine în starea inițială dacă la un moment $t_3 > t_2'$ se realizează condițiile:

$$\begin{cases} U_E'(t_3) < 0 \\ U_{\bar{E}}(t_3) = 0 \end{cases} \qquad (5)$$

Deoarece $U_E'(t) \sim -i_1(t)$ și $U_{\bar{E}}'(t) \sim -i_2(t)$ și cum expresiile curenților i_1 și i_2 reprezintă caracteristicile de transfer N_1 și N_2 din spațiul stărilor, rezultă din relațiile (5) că circuitul revine în starea inițială dacă starea $Q(t_3)$ a circuitului la $t = t_3$ aparține intersecției:

$$\begin{cases} N_1 > 0 \\ N_2 = 0 \end{cases}$$

respectiv dacă $Q(t_3)$ se află pe porțiunea $Q_T mK$ a caracteristicii N_2 (v. (2)). Se definește $Q(t_3)$ ca fiind starea de maximă perturbare Q_{mp} a circuitului, stare caracterizată de scăderea maximă M_i^- a tensiunii $U_{\bar{E}}$ în procesul de perturbare (fig. 3).

Începînd din momentul t_2', curentul $i_1(t)$ devine pozitiv și tensiunea $U_E(t)$ descrește. Dacă datorită scăderii tensiunii $U_{\bar{E}}(t)$ curentul $i_1(t)$ se anulează din nou la un moment $t_3' > t_2'$ ($U_E(t)$ atinge un minim) în care $i_2(t)$ este încă pozitiv, circuitul va bascula fals, reacția circuitului devenind pozitivă din acest moment. Deoarece $i_2(t_3') > 0$, tensiunea $U_{\bar{E}}(t)$ va scădea în continuare și, datorită acestei scăderi, $i_1(t)$ va lua valori negative care vor determina creșterea $U_E(t)$. Deoarece $U_E(t) \uparrow$, $i_2(t) \uparrow$, $U_{\bar{E}}(t) \downarrow$, $|i_1(t)| \uparrow$, $U_E(t) \updownarrow$, proces care se încheie cu basculareа circuitului. Rezultă de aici că circuitul basculează fals dacă la un moment $t_3' > t_2'$ se realizează condițiile:

$$\begin{cases} U_E'(t_3') = 0 \\ U_{\bar{E}}'(t_3') < 0 \end{cases} \qquad (6)$$

respectiv dacă starea $Q(t_3')$ aparține intersecției din planul stărilor:

$$\begin{cases} N_1 = 0 \\ N_2 > 0 \end{cases}$$

care reprezintă porțiunea $Q_T nL$ a caracteristicii N_1 (v. (1)). O condiție banală care asigură de

asemenea bascularea falsă este $U'_E(t) \geqslant 0$ pentru orice $t > t_1$.

În regim dinamic, coordonatele stării care caracterizează situaţia limită între revenirea la starea iniţială şi bascularea falsă, starea de tranziţie, se determină din relaţiile:

$$\begin{cases} U'_E(t''_3) = 0 \\ U'_{\overline{E}}(t''_3) = 0 \end{cases} \tag{7}$$

respectiv din intersecţia:

$$\begin{cases} N_1 = 0 \\ N_2 = 0 \end{cases}$$

unde $t''_3 > t'_2$.

Se obţine $U_E(t''_3) = M_a^+$ şi $U_{\overline{E}}(t''_3) = E_C - M_a^-$.

Se observă astfel că coordonatele stării de tranziţie determinate în regim staţionar coincid cu cele determinate în regim dinamic.

Analizînd relaţiile (5), (6), (7), se observă că circuitul sigur basculează fals dacă se realizează situaţia:

$$\begin{aligned} U_E(t'_3) &> M_a^+; \\ U_{\overline{E}}(t'_3) &= E_C - M_a^-, \end{aligned} \tag{8}$$

echivalentă cu (6), deoarece dacă circuitul ar reveni la starea iniţială ar însemna ca starea Q_{mp} (care s-ar atinge pentru un $t > t'_3$) să se găsească într-o regiune din planul $U_{\overline{E}}, U_E$ alta decît curba $Q_T mK$, ceea ce conform (5) nu este posibil.

În consecinţă coordonata $U_{\overline{E}} = E_C - M_a^-$ a stării Q_T împarte spaţiul stărilor în două domenii (fig. 3):

D_1, în care circuitul evoluează pe o traiectorie închisă, revenind în starea iniţială;

D_2, domeniu de tranziţie care, dacă este intersectat de traiectoria circuitului perturbat, determină deschiderea acestuia şi deci bascularea falsă.

Se observă că, în domeniul D_1, starea de maximă perturbare Q_{mp} ($U'_{\overline{E}}(t_3) = 0$) este atinsă ulterior momentului t_2 din care semnalul perturbator nu mai este eficace ($t'_2 \simeq t_2$, $\beta_1 \gg 1$). Stările posibile Q_{mp} se află pe porţiunea $Q_T mK$ a caracteristicii N_2, atingerea unei anumite stări fiind determinată de caracteristicile semnalului perturbator (5). O măsură a gradului de perturbare al circuitului o poate constitui mărimea segmentului $Q_{mp}Q_T$. Neglijînd în expresia (2) termenul $\frac{1}{\beta_2}$, se obţin pentru coordonatele stării Q_{mp} expresiile:

$$Q_{mp} = Q(U_{\overline{E}} = E_C - M_i^-, U_E = M^+). \tag{9}$$

Depăşirea stării Q_{mp} declanşează un proces de revenire spre starea iniţială (fig. 4). Tensiunea $U_E(t)$ scade destul de repede la nivelul U_{CES}, ($t = t_4$), iar $U_{\overline{E}}$ creşte relativ lent spre nivelul E_C, la început în regim Miller, iar apoi exponenţial după blocarea transistorului T_2.

Dacă $U_E(t_2) \leqslant M^+$, traiectoria se reduce la segmentul mK (fig. 3).

În domeniul D_2 este caracteristic faptul că minimul eventual al curbei $U_E = f(U_{\overline{E}})$ se află pe porţiunea $Q_T nL$ a caracteristicii N_1.

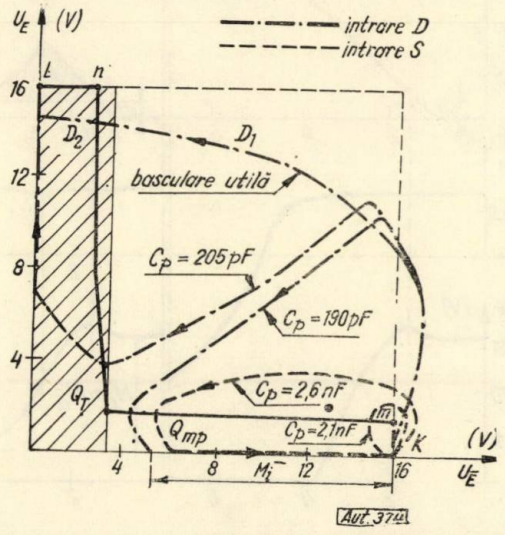


Fig. 3. Traiectorii în spaţiul stărilor parcurse de starea asociată circuitului bistabil perturbat:

C_p – capacitate parazită prin care se aplică un semnal treaptă la intrarea circuitului (t_r = 0,1 μs; C = 68 pF).

În figura 4 este prezentat răspunsul tipic al unui circuit bistabil la semnale perturbatoare. Se pot pune în evidenţă şi verifica evoluţia în regim Miller a procesului de perturbare ($U_{BE_1}(t) \geqslant U_{BEd}$), atingerea stării de maximă perturbare Q_{mp} în momentul în care $U_E(t)$ revine la valoarea M^+ iar $U_{\overline{E}}(t)$ este minim ($\beta \gg 1$), posibilitatea neglijării timpului de întîrziere la deschidere.

1.3. *Determinarea semnalului perturbator admis la intrarea statică S.* Parametrii semnalului perturbator care determină atingerea unei stări $Q_{mp} \simeq Q(E_C - M_i^-, M^+)$ (9) impuse (parametru M_i^-) se obţin din sistemul de ecuaţii:

$$U_E(t_3) = M^+; \tag{10}$$

$$U_{\overline{E}}(t_3) = E_C - M_i^-, \; M_i^- \in [0, M_a^-]; \tag{11}$$

$$A = \int_{t_1}^{t_3} [U_E(t, u_p(t)) - M^+] \, dt = C_2 R_4 M_i^- = P(M_i^-), \tag{12}$$

în care (12) se obţine cu ajutorul relaţiilor (4) (neglijînd termenul $\sim \frac{1}{\beta_2}$) şi (11).

Deoarece transistorul T_2 este acţionat de integrala semnalului $U_E(t)$, (4), se constată din (12) că, indiferent de forma semnalului pertur-

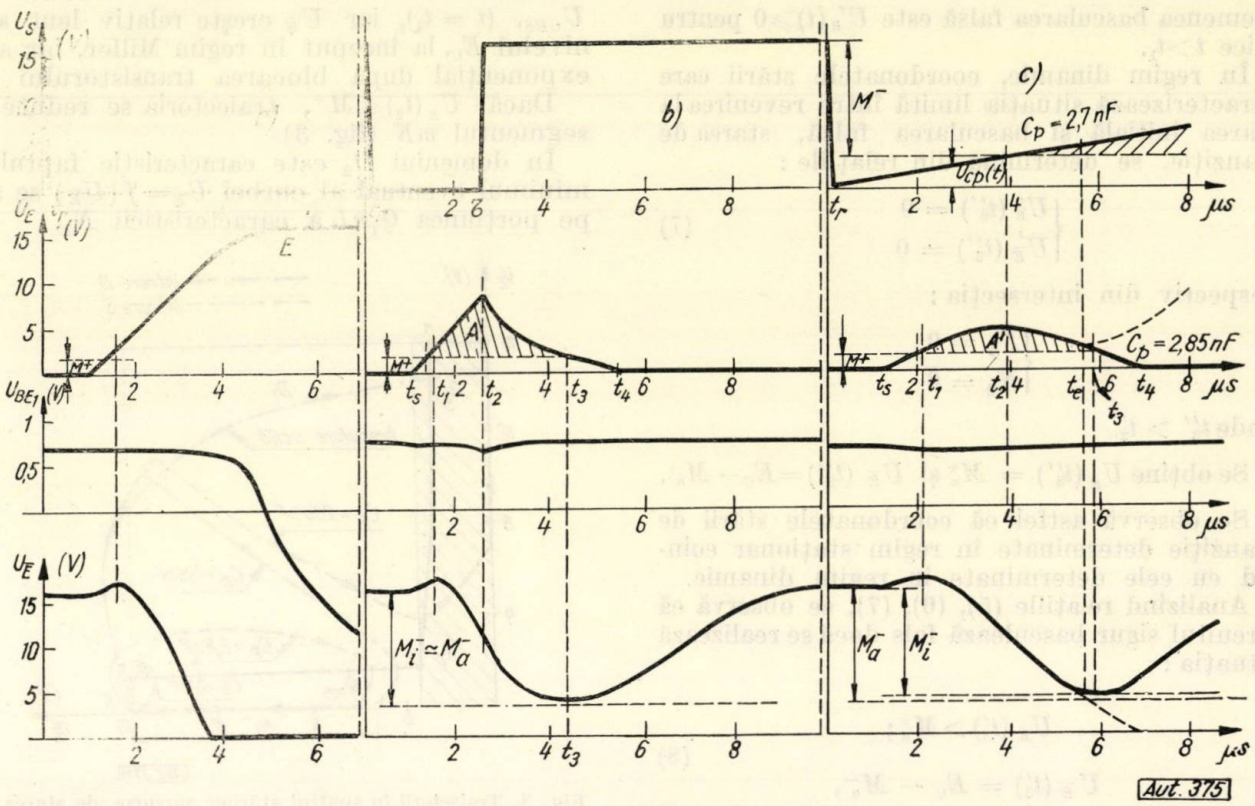


Fig. 4. Forme de undă tipice în colectoarele circuitului bistabil perturbat pe intrarea statică (C = 68 pF): *a* – basculare la semnal util; *b* – răspunsul circuitului la un impuls scurt; *c* – răspunsul circuitului la un semnal treaptă aplicat prin capacitatea $C_p = 2{,}7$ nF

bator aplicat la intrarea circuitului, dacă impulsul de tensiune în colectorul E are amplitudinea M^+ şi suprafaţa A, care depăşeşte nivelul M^+, egală cu $P(M_i^-)$, circuitul atinge aceeaşi stare de maximă perturbare $Q(E_C - M_i^-, M^+)$ (fig. 4, $A \simeq A'$). Dacă se impune $M_i^- = M_a^-$, $Q_{mp} = Q_T$ şi se poate considera mărimea $P(M_a^-)$ ca fiind pragul dinamic al circuitului bistabil.

Cu ajutorul pragului dinamic (12) se poate determina relaţia dintre amplitudinea U şi durata τ a unui impuls perturbator dreptunghiular care, aplicat circuitului bistabil, determină atingerea stării $Q_{mp} = Q(E_C - M_i^-, M^+)$ (v. anexa C):

$$\tau = t_s + \frac{C R_3}{U - M^-}\left(M^+ + \right.$$

$$\left. + \sqrt{2 \cdot \frac{R_4}{R_3} \cdot \frac{M_i^-(U - M^-)(M^- - U_{p0})}{U - U_{p0}}} \right), \quad (U > M^-), \tag{13}$$

în care:

$$U_{p0} = \frac{R_1}{R_1 + R_3} \cdot E_C.$$

Efectul semnalului perturbator asupra circuitului bistabil poate fi apreciat în anumite cazuri [7] numai prin amplitudinea M_i^+ a impulsului de tensiune în colectorul E (dacă $M_i^+ \leqslant M^+$).

Astfel dacă se consideră semnalul perturbator de formă exponenţială care apare la intrarea S prin cuplaj capacitiv între linia de comandă şi o altă linie (fig. 5), se poate determina, pornind de la relaţia (3), capacitatea maximă de

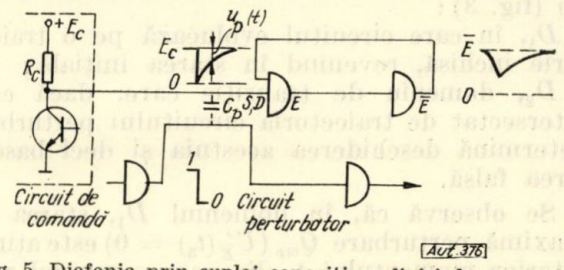


Fig. 5. Diafonia prin cuplaj capacitiv a liniei de comandă a circuitului bistabil cu altă linie de semnal.

cuplaj C_p (respectiv lungimea maximă a liniei de intrare) pentru care amplitudinea tensiunii perturbatoare în colectorul E nu depăşeşte nivelul M_i^+ ales:

$$\frac{C_p}{C_1} = \frac{2E_C M_i^+}{[E_C - M^- - U_{C_p}(t_s)]^2} \cdot \frac{R_3}{R_1}, \tag{14}$$

(v. anexa *D*)

în care $R_1' = R_1 || R_c$, $U_{C_p}(t)$ este nivelul de tensiune pe capacitatea parazită ($U_{C_p}(0) = 0$) şi t_s este soluţia ecuaţiei (D_2).

Cu cît t_s este mai mare, $U_{C_p}(t_s) \uparrow$ şi $i_1(t_s) < 0, \uparrow$ micşorînd astfel amplitudinea impulsului $U_E(t)$, (v. (3)).

2. Stabilitatea la semnale perturbatoare aplicate la intrarea dinamică

2.1. *Generalităţi.* Procesele care au loc la aplicarea unui semnal perturbator la intrarea D a circuitului bistabil diferă calitativ de cele care au loc la perturbarea pe intrarea S, circuitul fiind mult mai stabil la perturbaţii aplicate pe aceasta din urmă.

La trecerea semnalului aplicat la intrarea D de la E_C la 0, se realizează o blocare rapidă a transistorului T_1, iniţial saturat, datorită tensiunii $U_{C_3}(0)$ cu care capacitatea C_3 s-a încărcat pe durata t_p a semnalului „1" şi valorii mici a rezistenţei R_9. Practic, se adoptă pentru transistorul T_1 un regim de blocare în care curentul de desaturare I_{ds} este mai mare decît curentul de colector la saturaţie I_{cs}, ceea ce determină blocarea joncţiunii BE înaintea celei de colector. Această blocare puternică, necesară la bascularea utilă pentru menţinerea în blocare a transistorului T_1 pînă la scăderea $U_{\overline{E}}$ sub nivelul $E_C - M_a^-$ (închiderea reacţiei circuitului), determină, în cazul perturbării intrării D, o evoluţie exponenţială a tensiunii U_E, mult mai rapidă şi de amplitudine mai mare decît în cazul perturbării intrării S.

Pentru mărirea stabilităţii la perturbaţii aplicate pe intrarea D se introduce pragul static U_P, care permite declanşarea procesului de blocare al transistorului T_1 (deschiderea diodei D_5) numai dacă:

$$U_D(t) \leqslant E_C - U_P = U_{C_3}(0). \qquad (15)$$

Pragul U_P se introduce cu ajutorul divizorului rezistiv R_{11}, R_{12} (R_{13}, R_{14}) şi are valoarea:

$$U_P = E_C - U_{C_3}(0) = \frac{R_{12}}{R_{11} + R_{12}} E_C. \qquad (16)$$

2.2 *Determinarea semnalului perturbator admis la intrarea D.* Se consideră circuitul bistabil în starea iniţială Q ($U_{\overline{E}} = E_C$, $U_E = 0$) perturbat pe intrarea D de un impuls cu front negativ ideal ($t_r = 0$), aplicat printr-o capacitate parazită (diafonie prin cuplaj capacitiv) la momentul $t = 0$ (fig. 5).

Calculele se fac considerînd următoarele ipoteze:

$$I_{ds} \simeq \frac{U_{C_3}(0)}{R_9} \geqslant I_{cs}, \qquad (17)$$

- $t_s = 0$ (uşor de acceptat datorită ipotezei anterioare);
- blocarea simultană a joncţiunilor BE şi BC;
- β_1, $\beta_2 \gg 1$.

Realizarea condiţiei (17) asigură o blocare rapidă a transistorului T_1. Tensiunea $U_E(t)$ atinge valoarea maximă în momentul t_2 (fig. 6), în care tensiunea în baza transistorului T_1, iniţial negativă, atinge nivelul U_{BEd} (dioda D_5 se blochează) datorită încărcării parţiale a capacităţii C_p ($U_{C_p}(0) = 0$). Din acest moment transistorul T_1 revine în regim Miller, înspre saturare. Circuitul ajunge în starea de maximă perturbare în momentul t_3, în care $U_E(t_3) = M^+$ (v. (9)).

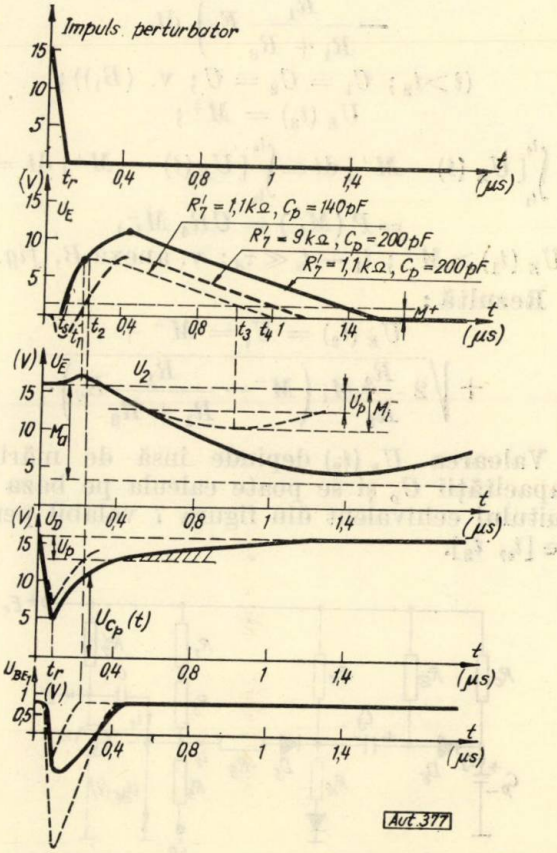


Fig. 6. Răspunsul circuitului bistabil perturbat pe intrarea dinamică cu un semnal treaptă aplicat prin capacitatea C_p(C = 68 pF).

În spaţiul stărilor, traiectoriile posibile ale circuitului perturbat pe intrarea D nu diferă calitativ de cele determinate pentru perturbarea pe intararea S, întrucît ecuaţiile care descriu funcţionarea circuitului sînt de acelaşi tip (v. anexa B).

Din momentul t_1, tensiunea $U_{\overline{E}}(t)$ scade proporţional cu integrala semnalului $U_E(t)$. Pentru $t > t_2$, tensiunea $U_E(t)$ scade liniar, deoarece după blocarea diodei D_5:

$$i_1(t) \simeq \frac{E_C - U_{BE_1}}{R_1 + R_3} - \frac{E_B + U_{BE_1}}{R_5} \simeq \frac{1}{R_3}\left(M^- - \frac{R_1}{R_1 + R_3} E_C \right) = \text{ct} > 0.$$

Considerînd $[t_1, t_3] \simeq [t_2, t_3]$ (fig. 6), rezultă din cele de mai sus că scăderea maximă a tensiunii $U_{\overline{E}}(t)$ este strict dependentă de valoarea tensiunii $U_E(t)$ la momentul t_2. În consecinţă, pentru ca circuitul perturbat să atingă o stare

de maximă perturbare impusă $Q_{mp} = Q(t_3) = Q(E_C - M_i^-, M^+)$ este necesar ca $U_E(t_2)$ să aibă o anumită valoare U_i. Valoarea U_i se obţine din relaţiile:

$$U_E(t) = U_E(t_2) - \frac{1}{CR_3}\int_{t_2}^{t}\left(M^- - \frac{R_1}{R_1+R_3}E_C\right)\mathrm{d}t, \quad (18)$$

$$(t > t_2;\ C_1 = C_2 = C;\ \text{v. } (B_1));$$

$$U_E(t_3) = M^+; \quad (19)$$

$$\int_{t_1}^{t_3}[U_E(t) - M^+]\,\mathrm{d}t \simeq \int_{t_2}^{t_3}[U_E(t) - M^+]\,\mathrm{d}t = P(M_i^-) = CR_4 M_i^-, \quad (20)$$

$$(U_E(t_1) > M^+;\ t_1 - t_s \ll \tau_d;\ \text{v. anexa } B, \textit{fig.}\ 6).$$

Rezultă:

$$U_E(t_2) = U_i = M^+ + \sqrt{2\frac{R_4}{R_3}M_i^-\left(M^- - \frac{R_1}{R_1+R_3}E_C\right)}. \quad (21)$$

Valoarea $U_E(t_2)$ depinde însă de mărimea capacităţii C_p şi se poate calcula pe baza circuitului echivalent din figura 7 valabil pentru $t \in [t_s, t_2]$.

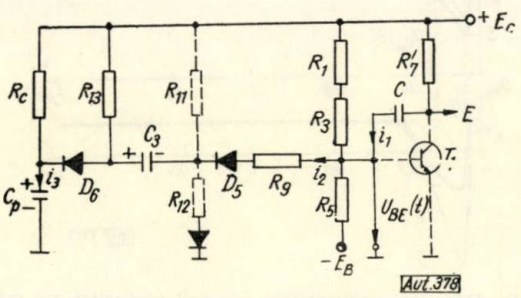


Fig. 7. Schema echivalentă pentru calculul tensiunii $U_E(t)$ după blocarea transistorului T_1.

Egalînd cele două expresii obţinute pentru $U_E(t_2)$ (v. anexa E), se poate obţine valoarea maxim admisă a capacităţii C_p pentru care circuitul ajunge într-o stare Q_{mp} impusă. Rezultă:

$$C_p = C_p(M_i^-) \simeq C\frac{R_7'}{R}\cdot\frac{U_i - U_{BE_d}}{E_i - U_i}\cdot\frac{(R_7' I + E_C - U_i)(R_9 + R) + (E_C - U_0)R_7'}{R_7' U_0 - R_9(R_7' I + E_c - U_i)}, \quad (22)$$

în care:

$$R = R_C \,||\, R_{13};$$

$$I = \frac{E_C}{R_1+R_3} - \frac{E_B}{R_5} - \frac{U_{BEd}}{(R_1+R_3)||R_5};$$

$$U_0 = E_C - U_P - 2U_D + U_{BEd};$$

$C_p \uparrow$ dacă $C \uparrow U_P \uparrow M_i^- \uparrow R_7' \uparrow R_9 \uparrow R \downarrow$ (ponderea U_P > ponderea R_9).

Ecuaţiile (18)—(21) sînt corecte dacă $M_i^- \leqslant \frac{R_1}{R_1+R_3}E_C$ (dioda D_2 blocată). Această condiţie nu este stînjenitoare, deoarece din motive ce se vor arăta în capitolul 3 se pot admite numai valori $M_i^- \in [0, U_P]$, iar uzual $U_P < \frac{R_1}{R_1+R_3}E_C$ (v. cap. 4, fig. 9).

Variabilele C, U_P, care intervin în relaţia (22), nu sînt independente. Corelaţia dintre ele se obţine din condiţia ca circuitul acţionat de un semnal util să basculeze, respectiv din condiţia ca durata impulsului negativ de tensiune care menţine transistorul T_1 blocat să fie egală cu intervalul de timp necesar ca tensiunea $U_{\bar{E}}(t)$ să scadă de la E_C la nivelul $E_C - M_a^-$ (nivel care asigură la bascularea utilă îndeplinirea condiţiei $U_E'(t) \geqslant 0$ pentru orice t, (v. (8)). Deoarece uzual $M_a^- = 0{,}75 \ldots 0{,}9\ E_C$, se poate aproxima acest interval de timp cu timpul de trecere t_d al circuitului ($U_{\bar{E}}(t_d) = 0$). Durata impulsului negativ depinde de tensiunea $U_{C_3}(0)$ la care este încărcată capacitatea C_3.

Această tensiune depinde de durata t_p a semnalului „1" aplicat la intrarea D şi de pragul U_P ($U_{C_3}(0) \simeq E_C - U_P$ pentru $t_p > 3C_3$ ($R_{13} + R_{11}||R_{12}$)). Timpul de trecere este practic proporţional cu capacitatea C, deoarece se poate neglija t_1 în raport cu durata frontului de saturare al transistorului T_2 (fig. 6).

În cazul în care trebuie asigurată, de exemplu, bascularea circuitului în condiţiile $t_p = t_{p\,\min} = \text{ct}$; C_3, $R_1 \ldots R_{13} = \text{ct}$ şi R_{14}, C variabile, caz în care:

$$U_P \simeq \left(\frac{R_{12}}{R_{11}+R_{12}} + \frac{R_{13}}{R_{13}+R_{14}}\right)E_C$$

din egalitatea enunţată mai sus, rezultă că o creştere a capacităţii C determină o scădere a pragului U_P (pentru a asigura o durată mai mare a impulsului negativ, determinată de creşterea timpului de trecere) şi invers, o scădere a capacităţii C permite o creştere a pragului U_P (fiind necesar un impuls negativ de durată mai mică). Se pot obţine astfel mai multe perechi de valori C, U_P care asigură bascularea circuitului în aceste condiţii. O astfel de corelaţie determinată experimental este prezentată în figura 9 (curba F_2).

Din relaţia (22) reiese că $C_p \uparrow$ dacă parametrul $C \uparrow$, respectiv dacă parametrul $U_P \uparrow$. Deoarece în condiţiile impuse mai sus creşterea unui parametru determină scăderea celuilalt, rezultă că există o pereche C, U_P pentru care C_p are o valoare maximă.

În figura 6 sînt prezentate cîteva forme de undă tipice care apar la perturbarea prin cu-

plaj capacitiv a intrării dinamice. Se observă că este posibil ca $U_E(t) < 0$ după blocarea T_1 $\left[U_E(0) \simeq E_C - \frac{R'_7}{R'_7 + R_9}(E_C + U_{C_3}(0))\right]$.

2.3. *Influenţa frontului semnalului perturbator şi a timpului de stocare.* Stabilitatea la semnale perturbatoare a circuitului bistabil creşte pe măsură ce creşte frontul negativ t_r al semnalului (fig. 8), datorită încărcării parţiale a capa-

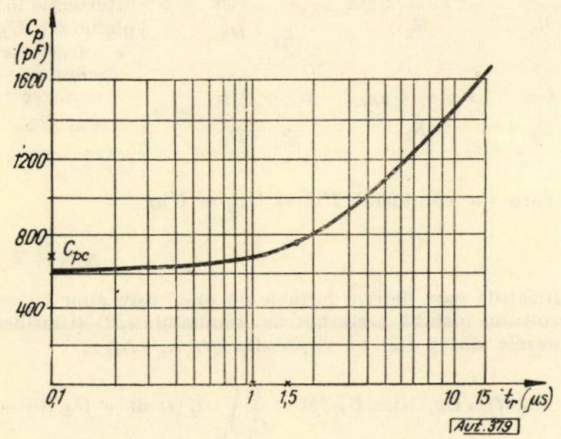


Fig. 8. Dependenţa $C_p = F(t_r)$ ridicată experimental pentru circuitul bistabil perturbat pe intrarea dinamică, $Q_{mp} = Q(E_C - 1{,}5\ U_P, M^+)$; $R'_7 = 1{,}3$ kΩ; $R'_s = \infty$; $C = 750$ pF; C_p calculat $= C_{pc} = 0{,}93\ C = 695$ pF.

cităţii C_p pe durata t_r $(t_r > C_p \cdot (R_{13} || R_c) || (R_1 + R_3 || R_5))$. În cazul fronturilor ideale, influenţa t_s se manifestă prin schimbarea condiţiei iniţiale pe capacităţile C_p şi C_3 în momentul blocării transistorului T_1:

$$U_{C_3}(t_s) = U_{C_3}(0) - \frac{Q_s}{C_3}; \qquad (23)$$

$$U_{Cp}(t_s) = \frac{Q_s}{C_p} \text{ (uzual } C_3 > 8 - 10\ C_p). \qquad (24)$$

Creşterea nivelului $U_{Cp}(t_s)$, respectiv creşterea τ_s, duce la micşorarea sensibilităţii la perturbaţii a circuitului deoarece scade intervalul de timp în care joncţiunea BE a transistorului T_1 este blocată, baza fiind acţionată pentru $t > t_s$ de tensiunea $U_{C_3}(t) - U_{Cp}(t)$.

3. Stabilitatea la semnale perturbatoare a unui lanţ numărător

Pentru definirea stabilităţii la perturbaţii a unui lanţ numărător (lungimea maximă admisă a liniei de semnal între două celule sau a liniei de intrare, considerînd posibilă diafonia) trebuie determinate situaţiile în care lanţul poate fi amplificator sau amortizor pentru semnalele perturbatoare.

Comparînd aspectul semnalelor la intrarea D şi la ieşirea $\overline{E}$ a circuitului perturbat (fig. 6), se constată că semnalul $u_p(t)$ apare, la ieşire, amplificat în amplitudine şi durată.

Aprecierea stabilităţii circuitului din lanţ direct perturbat pe intrarea D sau S se poate face în modul următor:

— admiţînd ca stare de maximă perturbare starea:

$$Q_{mp} = Q(E_C - M_i^-,\ M^+),$$

$$\text{în care } M_i^- = (1-1{,}5)\ U_p; \qquad (25)$$

— admiţînd ca stare de maximă perturbare starea de tranziţie (criteriul basculării false):

$$Q_{mp} = Q_T = Q(E_C - M_a^-,\ M_a^+). \qquad (26)$$

În primul caz, semnalul perturbator pătruns în lanţul de numărare se stinge practic chiar în circuitul direct perturbat, circuitele următoare comandate pe intrarea dinamică rămînînd neperturbate (datorită $(t_r)_{U_{\overline{E}}} \geqslant (t_r)_{u_p}$ şi t_s, deşi $M_i^- > U_p$, acestea rămîn în starea iniţială, v. (15)).

Valoarea corespunzătoare a capacităţii C_p maxim admise la intrarea D (lungimea liniei între două celule) se calculează cu relaţia (22).

Al doilea caz duce la rezultate $C_p(M_a^-) > C_p(1{,}5\ U_P)$ (fig. 9) eronate în aprecierea stabilităţii lanţului numărător. Aceasta deoarece uzual $M_a^- > 1{,}5\ U_P$ şi, datorită amplificării în durată a semnalului perturbator, durata impulsului la ieşirea $\overline{E}$ a circuitului perturbat este suficientă ca să poată bascula fals circuitele următoare comandate pe intrarea D, fără ca circuitul direct perturbat să basculeze.

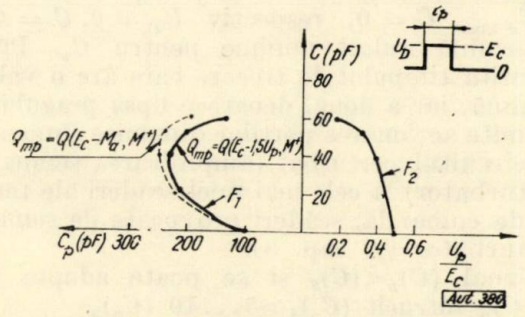


Fig. 9. Dependenţa experimentală $C_p = F_1(C, U_P)$, unde C, U_P pe curba F_2 reprezintă perechi de valori care asigură basculareа utilă a circuitului bistabil acţionat pe intrarea dinamică în condiţiile $t_p = 65$ μs; C_3, $R_1 \ldots R_{13} = \text{ct}$; C, R_{14} — variabile.

Utilizînd relaţia (25), se poate reduce studiul stabilităţii la perturbaţii a unui lanţ numărător la studiul stabilităţii celulei direct perturbate.

4. Optimizarea circuitului bistabil după perturbaţii

Relaţiile obţinute pentru parametrii semnalului perturbator admis la intrarea circuitului bistabil pot fi folosite drept indice de performanţă alături de celelalte relaţii de dimensionare a elementelor circuitului în scopul găsirii valorii optime a acestora (după perturbaţii).

Astfel, considerînd posibilă diafonia pe intrarea S, optimizarea reţelei rezistive a circuitului $NAND$ se poate face alegînd, din mulţimea de valori posibile pentru rezistenţele circuitului (deduse din relaţiile blocare-saturare), acel set de valori care asigură maximul expresiei (14) (Q_{mp} impus). Valoarea capacităţii $(C)_D$ a integratorului Miller poate fi determinată dacă se impune timpul de trecere $t_d = f\ (C, R_{NAND})$ al semnalului prin circuit sau din condiţia de a asigura o anumită lungime a liniei de semnal de intrare (C_p impus). Experimental, configuraţia optimă pentru rezistenţe se obţine determinînd (pentru o capacitate C arbitrară) valoarea raportului $\frac{R_3}{R_5}$ (în condiţiile asigurării blocării şi saturării în regim staţionar) pentru care se obţine maximul parametrului C_p (fig. 5) [7].

Dacă se consideră posibilă diafonia pe intrarea D şi se cunosc valorile rezistenţelor circuitului $NAND$, valorile optime ale capacităţii $(C)_D$ şi ale elementelor porţii dinamice pot fi obţinute prin determinarea, din mulţimea de seturi de valori $(C)_D$, R_{11}, R_{12}, (U_P) R_{13}, C_3 care asigură funcţionarea circuitului cu un timp de pregătire t_p minim impus, a acelui set care asigură maximul expresiei (22) (se impune $Q_{mp} = Q$ $(E_C - 1{,}5\ U_P,\ M^+)$).

Existenţa unui astfel de maxim este ilustrată în figura 9, într-un caz particular. Calitativ, maximul curbei $C_p = F_1\ (C,\ U_P)$ se explică prin aceea că cele două situaţii limită $U_P = U_{P\,max}$, $C = 0$, respectiv $U_P = 0$, $C = C_{max}$, determină valori minime pentru C_p. Prima, datorită timpului de trecere care are o valoare minimă, iar a doua, deoarece lipsa pragului U_P permite acţionarea porţilor dinamice comandate de circuitul perturbat (amplificarea semnalului perturbator) la cele mai mici scăderi ale tensiunii de comandă, scăderi provocate de semnalul perturbator (v. cap. 3).

Uzual $(C)_D < (C)_S$ şi se poate adopta $C = (C)_D$ întrucît $(C_p)_S > 5 \ldots 10\ (C_p)_D$.

5. Concluzii

În articol se abordează studiul stabilităţii la semnale perturbatoare a unui circuit bistabil DTL cu integratoare Miller, pe baza evoluţiei stării asociate circuitului în spaţiul stărilor. În acest sens se defineşte starea de maximă perturbare admisă a circuitului, la limită egală cu starea de tranziţie, cu ajutorul căreia se determină caracteristicile semnalului perturbator admis la intrarea unui circuit sau a unui lanţ numărător (de exemplu lungimea liniei de semnal de intrare în cazul diafoniei). Folosind aceste caracteristici ca indici de performanţă, se indică metodele de optimizare după criteriul stabilităţii maxime la semnale perturbatoare a configuraţiei unui circuit bistabil al cărui timp de trecere este impus.

ANEXA A

Expresiile coordonatelor stării de tranziţie şi ale pragurilor M^+ şi M^- se determină din relaţiile:

$$\frac{E_C - M^-}{R_3} - \frac{E_B + U_{BE_1}}{R_5} = \frac{E_C}{\beta_1 \cdot R_7'} \text{ — saturaţie incipientă;} \qquad (A_1)$$

$$\frac{M^+}{R_4} - \frac{E_B + U_{BE_2}}{R_6} = 0 \text{ — blocare incipientă;} \qquad (A_2)$$

$$i_1 = \frac{U_{\bar{E}}}{R_3} - \frac{E_B + U_{BE_1}}{R_5} - \frac{E_C - U_E}{\beta_1 \cdot R_7'} = 0 \qquad (A_3)$$

$$i_2 = \frac{U_E}{R_4} - \frac{E_B + U_{BE_2}}{R_6} - \frac{E_C - U_{\bar{E}}}{\beta_2 \cdot R_8'} = 0 \qquad (A_4)$$

intersecţia în planul $U_{\bar{E}}, U_E$ a caracteristicilor de transfer N_1, N_2,

în care s-a considerat $U_{D_1} = U_{D_3} = U_{BE}$.

ANEXA B

Relaţiile care descriu formele de undă care apar la ieşirile circuitului bistabil perturbat de semnalul $u_p(t)$ (considerînd ipotezele din § 1.2) au expresiile (v. A_1—A_4):

$$U_E(t) \simeq U_{C_1}(t) \simeq U_E(0) - \frac{1}{C_1}\int_{t_1}^{t} i_1(t)\,dt = U_E(0) -$$

$$-\frac{1}{C_1}\int_{t_s}^{t}\left[X - \frac{E_C - M^-}{R_3} + \frac{1}{\beta_1}\cdot\frac{U_E(t)}{R_7'}\right]dt,\ (t < t'); \qquad (B_1)$$

$$U_{\bar{E}}(t) \simeq U_{C_2}(t) \simeq U_E(t_1) - \frac{1}{C_2}\int_{t_1}^{t} i_2(t)\,dt \simeq E_C -$$

$$-\frac{1}{C_2}\int_{t_1}^{t}\left[Y - \frac{M^+}{R_4} - \frac{1}{\beta_2}\cdot\frac{E_C - U_{\bar{E}}(t)}{R_8'}\right]dt, \qquad (B_2)$$

în care:

$$X = \begin{cases} \dfrac{U_S(t)}{R_3} & \text{pentru } \dfrac{R_3}{R_1 + R_3}E_C > U_{\bar{E}}(t) \geqslant U_S(t) \\ \dfrac{E_C - U_{BE}}{R_1 + R_3} & \text{pentru } U_{\bar{E}}(t),\ U_S(t) > \dfrac{R_3}{R_1 + R_3}E_C \end{cases}$$

$$Y = \begin{cases} \dfrac{U_E(t)}{R_4} & \text{pentru } U_E(t) \leqslant \dfrac{R_4 E_C}{R_2 + R_4} \\ \dfrac{E_C - U_{BE}}{R_2 + R_4} & \text{pentru } U_E(t) > \dfrac{R_4 E_C}{R_2 + R_4} \end{cases}$$

t_1 — momentul deschiderii transistorului T_2, $U_E(t_1) \simeq M^+$ (se neglijează timpul de întîrziere la deschidere deoarece $t_1 - t_s \simeq \tau_d = C_2(R_8 + R_4 \| R_6)$);

t' — momentul intrării transistorului T_1 în regiunea de tăiere, $U_{BE_1}(t') = U_{BEd}$;

$$i_c(t') = i_s(t') - i_1(t') = 0 \text{ (fig. 1).}$$

Pe toată durata procesului de perturbare pe intrarea S, transistorul T_1 nu atinge regiunea de tăiere ($t_2 < t'$, fig. 4, *b*, *c*). La perturbarea pe intrarea D, transistorul T_1 se blochează din primul moment, tensiunea $U_E(t)$ evoluînd la început exponenţial. Aceasta nu afectează raţionamentele din § 1.2 extinse şi pentru intrarea dinamică deoarece transistorul T_2 este acţionat de integrala semnalului din colectorul T_1.

În regim Miller (ecuaţiile B_1, B_2) creşterea sau scăderea tensiunii U_E, $(U_{\bar{E}})$ are loc în regiunea activă a transistorului

În expresia B_2 s-a neglijat supra creşterea de tensiune care precede deschiderea transistorului T_2 (fig. 4), determinată de prezenţa capacităţii C_2 şi limitată în amplitudine de mărimea tensiunii cu care se blochează transistorul T_2 în regim staţionar ($U_{\overline{E}}(t_1) \simeq E_C$).

ANEXA C

Relaţia (13) se obţine prin rezolvarea în raport cu τ a sistemului de mai jos, în care s-a înlocuit $u_p(t)$ în relaţia (3) (v. (B_1)):

$$U_E(t) = \frac{1}{CR_3}\int_{t_s}^{t} (U - M^-)\,dt,\ t_s < t \leqslant \tau\ (C_1 = C_2 = C); \tag{C_1}$$

$$U_E(t) = \frac{\tau - t_s}{CR_3}\cdot(U - M^-) - \frac{1}{CR_3}\int_{\tau - t_s}^{t}\left(M^- - \frac{R_1}{R_1 + R_3}E_C\right)dt,$$

$$(t > \tau;\ E_C \gg U_{BE}); \tag{C_2}$$

$$P(M_i^-) = CR_4 M_i^- = \int_{t_1}^{t_3}[U_E(t) - M^+]\,dt = \frac{1}{2}(t_3 - t_1)\cdot\left[\frac{\tau - t_s}{CR_3}(U - M^-) - M^+\right]; \tag{C_3}$$

$$U_E(t) = M^+,\ (C_1,\ C_2;\ \text{soluţii } t_1,\ t_3). \tag{C_4}$$

Ecuaţia (C_2) se consideră valabilă cu o aproximaţie destul de bună şi pentru situaţia în care în procesul de perturbare $U_{\overline{E}}(t)$ scade, pentru $t > \tau$, sub nivelul $\frac{R_3}{R_1 + R_3}E_C$ (deschiderea diodei D_2). În acest caz, ecuaţia corespunde perturbării unui circuit format din două *NAND* înseriate.

ANEXA D

Relaţia (14) se obţine rezolvînd sistemul de ecuaţii:

$$\begin{cases} U_E(t) = \dfrac{1}{C_1 R_3}\displaystyle\int_{t_s}^{t}[E_C - U_{Cp}(t) - M^-]\,dt = \\ \quad = \dfrac{1}{C_1}\cdot\displaystyle\int_{t_s}^{t} i_1(t)\,dt,\ (\beta \gg 1,\ \text{v. (3), } (B_1)) \\ U_{Cp}(t) = U_S(t) \simeq E_C\dfrac{t}{R_1' C_p} \\ U_E(t_1) = M_1^+ \\ i_1(t_1) = 0 \end{cases} \tag{D_1}$$

în care t_s este soluţia ecuaţiei (obţinută pe baza metodei sarcinii);

$$e^{-t_s/\tau_s}\cdot\frac{E_C - U_{BE}}{R_1' + R_3}\cdot\left(1 + \frac{\tau_s}{(R_1'||R_3)\cdot C_p}\right) + \frac{t_s\cdot(E_C - U_{BE})}{R_1' R_3 C_p} - \frac{E_C - M^-}{R_3} = 0. \tag{D_2}$$

ANEXA E

Pentru deducerea relaţiei (22) se scriu ecuaţiile Kirchhoff la $t = t_2$ pentru circuitul echivalent din figura 7, impunînd $U_E(t_2) = U_i$ şi $U_{BE_1}(t_2) = U_{BEd}$. Se consideră că, pentru $t \in [0, t_2]$, nivelul de tensiune $U_{C_3}(0)$ pe capacitatea C_3 nu variază ($C_p,\ C \ll C_3$), se neglijează în calcul rezistenţa R_{11} deoarece uzual $R_{11} \gg R_c||R_{13}||(R_1 + R_3)||R_5$ şi se fac următoarele aproximaţii:

$$\begin{cases} E_C \simeq (R_{13}||R_c)\cdot i_3(t_2) + U_{Cp}(t_2) \\ U_C(t_2) \simeq \dfrac{t_2}{C}\cdot i_1(t_2) \\ U_{Cp}(t_2) \simeq \dfrac{t_2}{C_p}\,[i_2(t_2) + i_3(t_2)] \end{cases} \tag{E_1}$$

Rezolvînd în raport cu C_p sistemul care rezultă, se obţine relaţia (22).

Listă de simboluri

U_{CES} — tensiune colector — emitor la saturaţie;
U_{BEd} — tensiunea de deschidere a joncţiunii bază emitor
U_D — căderea de tensiune pe o diodă polarizată direct;
β — factor de amplificare în curent;
$t_s,\ \tau_s$ — timp de stocare, constantă de stocare;
Q_s — sarcina stocată în bază;
t_r — durata frontului negativ al semnalului;
t_p — timpul de pregătire (încărcare) al capacităţii C_3 la aplicarea unui semnal "1" la intrarea dinamică.

BIBLIOGRAFIE

[1] Hasier, I. W. *Noise susceptibility of integrated circuits in digital systems.* În: The radio and electronic engineer 36, nr. 5, nov 1968, p. 291—298.

[2] Kaiser, W. *Entstörung elektronischer Steuerungen bei industriellem Einsatz.* În: Siemens Zeitschrift 38, 1964, p. 914—918.

[3] Kaiser, W., Lang, H. *Entstörmassnahmen beim Schaltkreissystem SIMATIC—N.* În: Siemens Zeitschrift 2, 1965, p. 131—138.

[4] Landau, A. D. *Probleme privind stabilitatea la semnale perturbatoare a circuitelor de numărare UNILOG-Si* Comunicare la sesiunea I. P. Timişoara,29—30 mai 1970.

[5] Luecke, G. *Noise margins in digital integrated circuits.* În: Proc. IEEE 52, nr. 12, dec 1964, p. 1565—1571.

[6] Lyon-Caen. *Circuits logiques intégrés.* Paris, Masson, 1968.

[7] Marinescu, N., Herman, S. *Optimizarea dimensionării electronice a circuitelor logice după rezistenţa la perturbaţii.* Comunicare la sesiunea I. P. Timişoara, 29—30 mai 1970.

[8] Prywes, N. S., Lukoff, H., Schwarts, I. *UNIVAC—LARC high speed circuitry; case history in circuit optimisation.* În: Trans. IRE—EC—10, nr. 3, sept 1971, p. 426—438.

[9] Piloty, R. *Zur Ermittlung der Störsicherheit binärer Schaltnetze.* În: NTZ, nr. 12, dec 1968, p. 737—743.

[10] Rössing, I. F., Walther, I. E. *Calculation of crosscoupled noise in digital systems.* În: Trans. IEEE—EC—16, nr. 1, febr 1967, p. 14—17.

[11] Yao, F. C. *Interconection and noise immunity of circuitry in digital computers.* În: Trans. IEEE—EC—14, nr. 6, dec 1965, p. 875—880.

Ing. AUREL SOCENEANŢU

Despre extinderea algoritmului de împărţire SRT, în cazul considerării resturilor parţiale redondante

1. Introducere

În această lucrare se prezintă o propunere de realizare a împărţirii, care are la bază „algoritmul SRT" cunoscut din literatură, dar la care se aduc modificări care în final conduc la un algoritm de împărţire mai rapid decît cel clasic.

În cele de mai jos se vor folosi următoarele notaţii:

— D, deîmpărţitul;

— d, împărţitorul;

— $\overline{d}$, $\underline{d}$, valoarea maximă, respectiv minimă, a împărţitorului;

— $Q = \sum_{i=0}^{n} 2^{-i} q_i$, cîtul împărţirii;

— $R^J = \sum_{i=-1}^{n} 2^{-i} R_i^J$, valoarea celui de al J-lea rest parţial;

— $\overline{R}^J$, $\underline{R}^J$, valoarea limită superioară, respectiv inferioară, a unui rest parţial J;

— $\{\widehat{R^J}\}_N = R_0^J \cdot R_1^J$;

— R_i^J, cifra i a restului parţial J;

— $(xx)^+ = \lim_{\varepsilon \to 0}$ [valoarea lui $(xx) - \varepsilon$], unde $x \in \{\bar{1}\ 0,\ 1\}$ şi ε este o cantitate finită, pozitivă, oricît de mică, reprezintă limita spre care se tinde atunci cînd ne apropiem de valoarea din paranteză, pe axa numerelor reale de la valori pozitive înspre negative;

— $(xx)^- = \lim_{\varepsilon \to 0}$ [valoarea lui $(xx) + \varepsilon$] unde $x \in \{\bar{1},\ 0,\ 1\}$, şi ε este o cantitate finită, pozitivă, oricît de mică, reprezintă limita spre care se tinde cînd ne apropiem de valoarea din paranteză pe axa numerelor reale de la valori negative înspre pozitive;

— prin exprimarea redondantă a valorii unui număr, în cele de mai jos se va înţelege exprimarea care foloseşte pentru o cifră a cîtului setul de valori plus unu, zero sau minus unu $(1,\ 0,\ \bar{1})$. Faptul că se foloseşte şi valoarea $\bar{1}$ face ca un număr N, avînd o anumită valoare, să poată fi reprezentat în mai multe feluri [4], [5].

De exemplu:

$$N = 0.0001 = 1.\bar{1}\bar{1}\bar{1}\bar{1} = 0.1\bar{1}\bar{1}\bar{1} = 0.01\bar{1}\bar{1} = 0.001\bar{1}.$$

Se observă că, în acest caz, numărul N nu mai are un semn pus în faţa sa, ci cifrele sale au semnul lor propriu;

— prin normalizare se va înţelege operaţia de rescriere a unui număr, folosind doar cifrele 0, 1 în cazul unui număr pozitiv şi cifrele 0, $\bar{1}$ în cazul unui număr negativ.

Înainte de a trece la prezentarea propunerii este utilă o expunere succintă a algoritmului SRT.

Expresia „împărţirea SRT" este o prescurtare prin care în literatura de specialitate se înţelege un algoritm de împărţire fără regenerarea restului parţial, adaptat la un dispozitiv aritmetic cu virgulă mobilă, numerele fiind reprezentate neredondant. Acesta a fost descoperit simultan de către Sweeney [1], Robertson [2] şi Tocher [3] şi constă în următoarele:

a) dacă $|R^J| \geqslant 1/2$ şi

— dacă semnele lui d şi R^J corespund, atunci:

$$R^{J+1} = 2\,[R^J - d] \text{ şi } q_i = 1;$$

— dacă semnele lui d şi R^J nu corespund, atunci:

$$R^{J+1} = 2[R^J + d] \text{ şi } q_i = \bar{1};$$

b) dacă $|R^J| < 1/2$, atunci:

$$R^{J+1} = 2\,R^J.$$

Deoarece domeniile lui D şi d sînt ambele cuprinse între limitele 1/2 şi 1, aceasta implică:

$$1/2 < Q < 2.$$

Prin inducţie se poate demonstra că procesul descris mai sus duce la determinarea în mod corect a cîtului deoarece:

$$R^{J+1} = 2\,[R^J - q_i\,d]$$

şi după m aplicări succesive ale algoritmului se ajunge la:

$$D = \left(d \cdot \sum_{i=0}^{m-1} q_1 \cdot 2^{i-1}\right) + 2^{-m} \cdot R^m$$

sau:

$$D = d \cdot Q + 2^{-m} \cdot R^m.$$

Figura 1 reprezintă grafic legătura dintre R^{J+1} şi R^J cînd împărţitorul este d, conform algoritmului SRT, şi arată că simpla inspectare a primelor două cifre ale lui R^J duce la determinarea lui q_i în felul următor:

— dacă primele două cifre semnificative sînt 0.0, atunci:

$$q_i = 0 \text{ şi } R^{J+1} = 2\,R^J;$$

— dacă primele două cifre semnificative sînt $0.\bar{1}$ sau 0.1, atunci se alege $q_i = 1$, respectiv $q_i = \bar{1}$, şi următorul rest parţial se calculează cu relaţia:

$$R^{J+1} = 2\,(R^J - q_i\,d).$$

Urmînd algoritmul SRT, cifrele cîtului se obţin cu atît mai repede cu cît timpul necesar pentru adunare sau scădere este mai scurt. Din literatura de specialitate se ştie că acesta se poate scurta substanţial prin eliminarea propagării transferului. O soluţie cunoscută, care permite eliminarea acestuia, se bazează pe folosirea sumatoarelor redondante [4]. Aceste sumatoare acceptă la intrare numere la

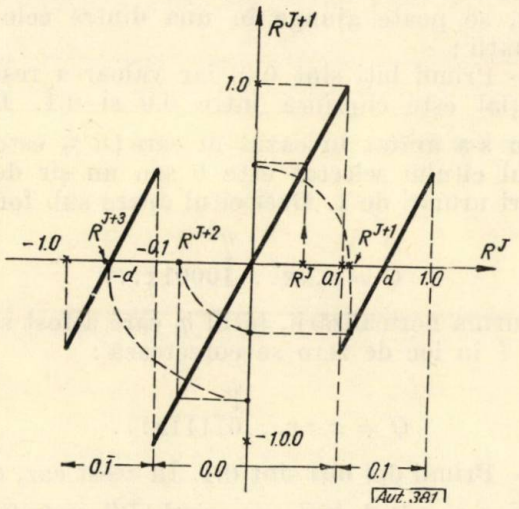


Fig. 1. Reprezentarea grafică a modului în care se obţine restul parţial R^{J+1} cînd se cunosc R^J şi e.

care valoarea posibilă a oricărei cifre este $\bar{1}$,0 sau 1, şi dau la ieşire rezultatul la care valoarea oricărei cifre este de asemenea $\bar{1}$, 0 sau 1. Valoarea globală a rezultatului adunării sau scăderii nu se cunoaşte exact pînă cînd nu se face recodificarea acestuia care constă în reprezentarea lui folosind doar valorile 0,1 , pentru rezultate pozitive, şi 0, $\bar{1}$, pentru cele negative. Pentru a obţine rezultatul sub această formă este necesară efectuarea unei operaţii de adunare sau scădere cu propagare de transfer, deci cu consum ridicat de timp. Din cele de mai sus rezultă că, pentru a putea beneficia de caracteristicile sumatoarelor redondante, este necesar ca rezultatul acestora să nu mai trebuiască să fie recodificat.

Algoritmul SRT, aşa cum este el cunoscut în literatură, stabileşte valoarea corectă a unei cifre a cîtului, după cum s-a arătat mai sus, numai cînd valoarea resturilor parţiale se cunoaşte exact, adică cînd resturile parţiale sînt normalizate.

În această lucrare în continuare se prezintă modificările necesare să se aducă algoritmului SRT de împărţire, pentru ca acesta să ducă la rezultate corecte chiar şi cînd resturile parţiale sînt exprimate redondant, necunoscîndu-se valoarea lor exactă.

În cele ce urmează noul algoritm de împărţire va fi notat cu „algoritmul SRT extins".

2. Prezentarea algoritmului SRT extins

Ca punct de plecare se poate alege chiar algoritmul SRT la care să se studieze, pentru cele trei domenii 0.0, 0.1, 0.$\bar{1}$, ce erori se introduc datorită redondanţei şi cum se pot ele corecta. Pentru a simplifica expunerea, se va presupune că primii doi biţi ai restului parţial sînt normalizaţi.

2.1. *Cazul în care* $\{\widehat{R^J}\}_N$ *este 0.0*

În cazul în care primii doi biţi ai restului parţial sînt 0.0, datorită redondanţei admise limitele între care se poate afla R^J sînt :

$$\underline{R^J} = 0.0\bar{1}\bar{1}\bar{1}\ldots\bar{1} > 0.\bar{1}$$

$$\overline{R^J} = 0.0111\ldots\bar{1} < 0.1$$

sau :

$$0.\bar{1} < R^J < 0.1.$$

Aceasta înseamnă, că dacă primii doi biţi mai semnificativi sînt 0.0, domeniul resturilor parţiale exprimate neredondant, cît şi al celor exprimate redondant este acelaşi şi cuprins între 0.$\bar{1}$ şi 0.1. Deci, în acest caz, bitul cîtului selectat este zero şi este corect indiferent de forma de reprezentare a restului parţial. Următorul rest parţial în acest caz se calculează cu relaţia :

$$R^{i+1} = 2R^i.$$

2.2. *Cazul în care* $\{\widehat{R^J}\}_N$ *este 0.1*

Bitul selectat al cîtului este 1 şi limitele între care se află valoarea restului parţial sînt :

$$\overline{R^J} = 0.111\ldots1 < 1.0$$

$$\underline{R^J} = 0.1\bar{1}\bar{1}\ldots\bar{1} > 0.0$$

adică :

$$0.0 < R^J < 1.0.$$

Acest domeniu poate fi împărţit în două şi cazurile studiate după cum urmează (vezi figura 2, a).

a) $0.1 < R^J < 1.0$. În acest caz, deoarece primii doi biţi sînt 0.1 şi valoarea restului parţial este cuprinsă între limitele arătate, rezultă că selecţia bitului cîtului $q_i = 1$ este făcută corect, fiind acelaşi ca şi în cazul algoritmului SRT cu rest normalizat. Existenţa redondanţei nu duce la o diferenţiere privind modul de selectare al bitului cîtului între cazurile cînd avem redondanţă sau cînd nu avem.

b) $0.0 < R^J < 0.1$. În acest caz se face o eroare deoarece, din analiza primilor doi biţi ai restului parţial nenormalizat, a rezultat $q_i = 1$, pe cînd dacă restul s-ar fi normalizat atunci s-ar fi ales $q_i = 0$ deoarece primii doi biţi semnificativi ar fi devenit (0.0). Această eroare

poate fi tolerată numai dacă, în procesul de împărţire, următorii biţi ai cîtului sînt aleşi astfel încît rezultatul în final să fie corect. Următorul rest parţial este cuprins între limitele :

$$\overline{R^{J+1}} = 2[R^J - d] = 2\,[(0.1)^- - 0.1] = (0.0)^-$$

$$\underline{R^{J+1}} = 2[R^J - \overline{d}] = 2[(0.0)^+ - (1.0)^-] = (\bar{1}0.0)^-$$

adică :

$$\bar{1}0.0 < R^{J+1} < 0.0.$$

Normalizînd primele două cifre ale noului rest parţial, se poate ajunge la una din cele trei situaţii :

— Primii doi biţi mai semnificativi sînt 0.0, iar valoarea reală a restului parţial este cuprinsă între 0.0 şi 0.$\bar{1}$. După cum s-a arătat, în acest caz bitul cîtului selectat este un zero sau un şir de zerouri, urmaţi de un $\bar{1}$. Deci cîtul apare sub forma :

$$Q = \text{x.xx}\ldots\overset{q_i}{\underset{\downarrow}{1}}00\bar{1}\text{xxx}\ldots$$

şi, în urma normalizării, bitul q_i se corectează şi trece din 1 în 0 :

$$Q = \text{x.xx}\ldots\overset{q_i}{\underset{\downarrow}{0}}1111\text{xxx}\ldots$$

— Primii doi biţi mai semnificativi sînt 0.$\bar{1}$.

— Primii doi biţi mai semnificativi sînt $\bar{1}$.0.

Aceste două cazuri se vor trata în paragrafele ce urmează.

2.3. *Cazul în care* $\{\widehat{R^J}\}_N = 0.\bar{1}$

În acest caz, bitul selectat al cîtului este $\bar{1}$. Limitele între care se află valoarea restului parţial sînt :

$$\overline{R^J} = 0.\bar{1}111\ldots1 < 0.0$$

$$\underline{R^J} = 0.\bar{1}\bar{1}\bar{1}\bar{1}\ldots\bar{1} > \bar{1}.0$$

adică :

$$\bar{1}.0 < R^J < 0.0.$$

Ca şi în cazul în care $\{\widehat{R^J}\}_N$ este 0.1, domeniul lui R^J se poate împărţi în două şi studia separat după cum urmează (vezi figura 2, b).

a') R^J este cuprins între limitele $\bar{1}.0 < R^J < 0.\bar{1}$. Deoarece primii doi biţi sînt 0.$\bar{1}$ şi R^J este cuprins între limitele arătate, bitul cîtului q_1 este selectat $q_i = \bar{1}$ şi este corect, fiind acelaşi ca şi în cazul algoritmului SRT cu rest normalizat.

b') $0.\bar{1} < R^J < 0.0$. Acest caz este simetric cu $0.0 < R^J < 0.1$, deoarece se face o eroare alegîndu-se $q_i = \bar{1}$ în loc de $q_i = 0$ şi aceasta poate fi tolerată dacă în procesul de împărţire următorii biţi sînt aleşi astfel încît să se obţină un rezultat corect.

Pentru a vedea ce se întîmplă în continuare, se calculează limitele între care se află următorul rest parţial :

$$\overline{R^{J+1}} = 2\,[R^J + \overline{d}] = 2[(0.0)^- + (1.0)^-] = (10.)^-$$

$$\underline{R^{J+1}} = 2[R^J + \underline{d}] = 2[(0.\bar{1})^+ + (0.1)] = (0.0)^+$$

adică :

$$(0.0) < R^{J+1} < (10.0).$$

Normalizînd primii doi biţi mai semnificativi, se poate ajunge în una dintre cele trei situaţii :

— Primii biţi sînt 0.0, iar valoarea restului parţial este cuprinsă între 0.0 şi 0.1. După cum s-a arătat în cazul în care $\{\widehat{R^J}\}_N$ este 0.0, bitul cîtului selectat este 0 sau un şir de zerouri urmaţi de 1. Deci cîtul apare sub forma :

$$Q = \text{x.xx}\ldots\overset{q_i}{\underset{\downarrow}{\bar{1}}}0001\text{x}\ldots$$

În urma normalizării, bitul q_i care a fost selectat $\bar{1}$ în loc de zero se corectează :

$$Q = x.xx\ldots\overset{q_i}{\underset{\downarrow}{0}}\bar{1}\bar{1}\bar{1}\bar{1}x\ldots$$

— Primii doi biţi sînt 0.1. În acest caz, după cum s-a arătat mai sus, cînd $\{\widehat{R^J}\}_N$ este 0.1 se poate ajunge la un 1 ca bit următor, dacă R^{J+1} este cuprins între 0.1 şi 1.0 (cazul a), alegerea fiind corectă. Cîtul apare sub forma :

$$Q = x.xx\ldots\bar{1}1x$$

şi în urma normalizării devine :

$$Q = x.xx\ldots0\bar{1}x\ldots$$

adică se corectează eroarea făcută la alegerea lui $q_i = \bar{1}$.

Pe de altă parte dacă R^{J+1} este cuprins între 0.0 şi 0.1 (cazul b) şi primii doi biţi normalizaţi sînt 0.1, atunci algoritmul SRT duce la alegerea bitului cîtului $q_{i+1} = 1$. Dacă restul ar fi fost normalizat, s-ar fi ales $q_{i+1} = 0$. Prin aceasta s-a corectat eroarea făcută la alegerea lui q_i care este de forma ;

$$Q = x.xx\ldots\overset{q_i\ q_{i+1}}{\underset{\downarrow\ \downarrow}{1}}1x\ldots$$

dar bitul q_{i+1} este ales greşit.

După normalizare se obţine :

$$q = x.xx\ldots0\bar{1}x\ldots$$

Corectarea lui q_{i+1} se face ulterior în acelaşi fel în care se face corecţia lui q_i.

— Primii doi biţi sînt $\bar{1}$.0. Acest caz, împreună cu cazul 1.0, se prezintă în continuare.

2.4. *Cazul cînd se depăşeşte domeniul de existenţă al algoritmului SRT*

La stabilirea soluţiei care se adoptă în acest caz trebuie să se ţină cont de faptul că ieşirea

din domeniu a restului parţial se datoreşte unei erori făcute la stabilirea valorii cifrei cîtului, aşa că soluţia trebuie să ducă la :

— corectarea valorii cifrei cîtului $q_i = 1$ sau $q_i = \bar{1}$ prin înlocuirea ei cu valoarea zero;

— pentru ca algoritmul să poată fi aplicat în continuare, resturile parţiale să nu depăşească anumite limite care urmează să fie stabilite.

Pentru început se consideră depăşirea limitei de existenţă a algoritmului SRT înspre valorile negative. Limitele între care se află valoarea restului parţial sînt $\bar{1}0.0$ pînă la $\bar{1}.0111\ldots1$, adică :

$$\bar{1}0.0 < R^{J+1} < 0.\bar{1}$$

unde valoarea $\bar{1}0.0$ a rezultat ca o primă limită înspre valori negative, din cele expuse în paragraful 2.2.

Domeniul de mai sus poate fi separat în două părţi care se pot studia independent.

a) R^{J+1} este cuprins între limitele $\bar{1}0.0 < R^{J+1} < \bar{1}.0$. Ambele condiţii de mai sus sînt îndeplinite dacă se alege q_{i+1} egal cu minus doi. Prima condiţie este îndeplinită prin aceea că cifrele cîtului sînt :

$$Q = x.xx\ldots\overset{q_i\ q_{i+1}}{1\bar{2}}\ldots x$$

şi după normalizare devin :

$$Q = x.xx\ldots\overset{q_i\ q_{i+1}}{0\bar{0}}\ldots x.$$

Limitele următorului rest parţial sînt :

$$\overline{R^{J+2}} = 2[\overline{R^{J+1}} + 2\,\bar{d}] = 2[(\bar{1}.0)^- + (10.)^-] = (10.)^-$$

$$\underline{R^{J+2}} = 2[\underline{R^{J+1}} + 2\,\underline{d}] = 2[(\bar{1}0.0)^+ + 1.0] = (\bar{1}0.)^+.$$

Rezultă că următorul rest parţial se află între valorile plus doi şi minus doi.

b) R^{J+1} este cuprins între limitele $\bar{1}.0 < R^{J+1} < 0.\bar{1}$. În acest caz se poate ajunge cînd primele două cifre semnificative ale cîtului sînt $\bar{1}.0$ urmate de 0 şi 1. Datorită primelor două cifre şi pentru a fi consecvenţi se alege ca cifră a cîtului q_i egal cu minus doi cînd de fapt ar trebui, conform algoritmului SRT, să se aleagă q_i egal cu unu (fig. 2, a).

Limitele între care se află valoarea următorului rest parţial sînt :

$$\overline{R^{J+2}} = 2[\overline{R^{J+1}} + 2\,\bar{d}] = 2[(0.\bar{1})^- + (10.)^-] = (11.)^-$$

$$\underline{R^{J+2}} = 2[\underline{R^{J+1}} + 2\,\underline{d}] = 2[(\bar{1}.0)^+ + (1.0)] = (0.0)^+.$$

Se observă că $\overline{R^{J+2}}$ depăşeşte limita maximă pozitivă atinsă pînă acum $(10.0)^-$, dar aceasta nu constituie un inconvenient deoarece următorul rest parţial nu depăşeşte noua limită, care este $(11.)^-$:

$$\overline{R^{J+3}} = 2[\overline{R^{J+2}} - 2\,\bar{d}] = 2[(11.)^- - (10.)^-] = (10.)^-.$$

Se vede că forma cîtului este :

$$Q = x.xx\ldots\overset{q_i\ q_{i+1}}{2\bar{2}}\ldots x$$

şi în urma normalizării ea devine :

$$Q = x.xx\ldots10\ldots x$$

adică se corectează eroarea făcută la stabilirea valorii cifrei q_i. Prin aceasta se îndeplineşte prima condiţie; a doua condiţie este îndeplinită prin aceea că valorile resturilor parţiale nu depăşesc valoarea $(11.)^-$.

În încheiere se consideră şi cazul depăşirii limitei de existenţă a algoritmului SRT înspre valori pozitive. În acest caz, limitele între care se află valoarea restului parţial sînt de la $1.0\bar{1}\bar{1}\ldots\bar{1}$ pînă la 10.0, adică :

$$0.1 < R^{J+1} < 10.$$

Şi acest domeniu poate fi separat în două părţi :

a) R^{J+1} este cuprins între limitele $1.0 < R^{J+1} < 10.0$, în care caz se poate vedea că valorile

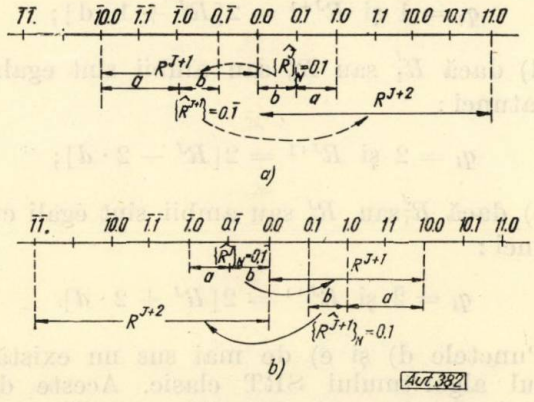


Fig. 2. Domeniile resturilor parţiale pentru algoritmul SRT extins.

următorului rest parţial R^{J+2} se află între limitele $(10.)^-$ şi $(\bar{1}0.)^+$, dacă se alege $q_i = 2$.

Cifrele cîtului în acest caz sînt :

$$Q = x.xx\ldots\bar{1}2\ldots x$$

şi în urma normalizării ele devin :

$$Q = x.xx\ldots00\ldots x$$

adică se corectează eroarea făcută.

b) R^{J+1} este cuprins între limitele $0.1 < R^{J+1} < 1.0$ (fig. 2, b). Urmînd aceeaşi procedură ca şi în cazul simetric notat mai sus cu b, rezultă că pentru $q_i = 2$ valoarea lui R^{J+2} se află între limitele (0.0) şi $(\bar{1}\bar{1}.)$, adică limita inferioară este minus trei. Aceasta nu constituie un inconvenient deoarece următorul rest parţial :

$$R^{J+3} = 2[R^{J+2} + 2\,d] = 2[(\bar{1}\bar{1}.)^+ + (10.)^-] = (\bar{1}0.)^+$$

nu depăşeşte această limită.

Forma în care apar cifrele cîtului este:

$$Q = x.xx\ldots\bar{2}2\ldots x$$

şi în urma normalizării ea devine:

$$Q = x.xx\ldots10\ldots x.$$

2.5. *Prezentarea pe scurt a noului algoritm propus*

Noul algoritm propus este o adaptare a algoritmului SRT la cazul cînd resturile parţiale admit redondanţă. Alegerea cifrelor cîtului se face ca şi la algoritmul SRT în funcţie de valoarea primelor două cifre ale resturilor parţiale, după cum urmează:

a) dacă $R_0^J \cdot R_1^J = 0.0$, atunci:

$$q_i = 0 \text{ şi } R^{J+1} = 2R^J;$$

b) dacă $R_0^J \cdot R_1^J = 0.1$, atunci:

$$q_i = 1 \text{ şi } R^{J+1} = 2[R^J - 1 \cdot \mathrm{d}];$$

c) dacă $R_0^J \cdot R_1^J = 0.\bar{1}$, atunci:

$$q_i = \bar{1} \text{ şi } R^{J+1} = 2[R^J + 1 \cdot \mathrm{d}];$$

d) dacă R_1^J sau R_0^J sau ambii sînt egali cu 1, atunci:

$$q_i = 2 \text{ şi } R^{J+1} = 2[R^J - 2 \cdot d];$$

e) dacă R_1^J sau R_0^J sau ambii sînt egali cu $\bar{1}$, atunci:

$$q_i = \bar{2} \text{ şi } R^{J+1} = 2[R^J + 2 \cdot d].$$

Punctele d) şi e) de mai sus nu există în cazul algoritmului SRT clasic. Aceste două cazuri s-au introdus datorită corecţiilor ce au fost necesar a se face, prin aceasta extinzîndu-se setul de valori pe care le poate lua o cifră a cîtului, astfel că $q_i \in \{\bar{2}, \bar{1}, 0, 1, 2\}$.

Figura 3 reprezintă acelaşi algoritm sub formă grafică.

3. Un exemplu de împărţire

Pentru a exemplifica modul de realizare a împărţirii conform algoritmului SRT extins, se consideră următorul exemplu care se prezintă în continuare.

$D = 0.10101$
$d = 0.11010$ şi $-\mathrm{d} = 0.\bar{1}\bar{1}0\bar{1}0$

$\boxed{0.1}\ 0\ 1\ 0\ 1$	$D = R_0$	$q_0 = 1$
$0\ \bar{1}\ \bar{1}\ 0\ \bar{1}\ 0$	$-d$	
$0.0\ \bar{1}\ 1\ \bar{1}\ 1$	$R_1/2 = R_0 - d$	
$\boxed{0.\bar{1}}\ 1\ \bar{1}\ 1\ 0$	R_1	$q_1 = \bar{1}$
$0\ 1\ 1\ 0\ 1\ 0$	$+d$	
$0.1\ 0\ 0\ 0\ 0$	$R_2/2 = R_1 + d$	
$\boxed{1.0}\ 0\ 0\ 0\ 0$	R_2	$q_2 = 2$
$\bar{1}.\bar{1}\ 0\ \bar{1}\ 0\ 0$	$-2d$	
$0.\bar{1}\ 0\ \bar{1}\ 0\ 0$	$R_3/2 = R_2 - 2d$	
$\boxed{\bar{1}.0}\ \bar{1}\ 0\ 0\ 0$	R_3	$q_3 = \bar{2}$
$1.1\ 0\ 1\ 0\ 0$	$+2d$	
$0.1\ \bar{1}\ 1\ 0\ 0$	$R_4/2 = R_3 + 2d$	
$0.0\ 1\ 1\ 0\ 0$	$R_4/2$ normalizat*	
$\boxed{0.1}\ 1\ 0\ 0\ 0$	R_4	$q_4 = 1$
$0.\bar{1}\ \bar{1}\ 0\ \bar{1}\ 0$	$-d$	
$0.0\ 0\ 0\ \bar{1}\ 0$	$R_5/2 = R_4 - d$	
$\boxed{0.0}\ 0\ \bar{1}\ 0\ 0$	R_5	$q_5 = 0$
$\boxed{0.0}\ \bar{1}\ 0\ 0\ 0$	$R_6 = 2R_5$	$q_6 = 0$
$\boxed{0.\bar{1}}\ 0\ 0\ 0\ 0$	$R_7 = 2R_6$	$q_7 = \bar{1}$
$0.1\ 1\ 0\ 1\ 0$	$+d$	
$0.0\ 1\ 0\ 1\ 0$	$R_8/2 = R_7 + d$	
$\boxed{0.1}\ 0\ 1\ 0\ 0$	R_8	$q_8 = 1$

*Pentru ca următorul rest parţial (R_4 în acest caz) să aibă primele două cifre normalizate este necesar ca la $R_4/2$ să se normalizeze primele trei cifre.

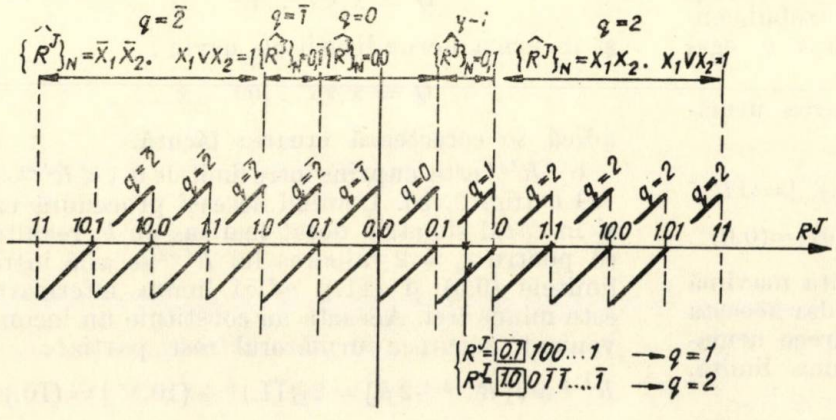


Fig. 3. Determinarea cifrelor cîtului în cazul algoritmului SRT extins.

$0\,\bar{1}\,\bar{1}\,0\,\bar{1}\,0$	$-d$	
$0.0\,\bar{1}\,1\,\bar{1}\,0$	$R_9/= R_8-d$	
$\boxed{0.\bar{1}}\,1\,\bar{1}\,0\,0$	R_9	$q_9=\bar{1}$
$0.1\,1\,0\,1\,0$	$+d$	
$0.1\,0\,\bar{1}\,1\,0$	$R_{10}/2 = R_9 + d$	
$\boxed{1.0}\,\bar{1}\,1\,0\,0$	R_{10}	$q_{10}=2$
$\bar{1}\,\bar{1}\,0\,\bar{1}\,0\,0$	$-2d$	
$0\,\bar{1}\,\bar{1}\,0\,0\,0$	$R_{11}/2 = R_{10} - 2d$	
$\boxed{\bar{1}.\bar{1}}\,0\,0\,0\,0$	R_{11}	$q_{11}=\bar{2}$
$1\,1\,0\,1\,0\,0$	$+2d$	
$0.0\,0\,1\,0\,0$	$R_{12}/2 = R_{11} + 2d$	
$\boxed{0.0}\,1\,0\,0\,0$	R_{12}	$q_{12}=0$
$\boxed{0.1}\,0\,0\,0\,0$	$R_{13}=2R_{12}$	$q_{13}=1$
$0\,\bar{1}\,\bar{1}\,0\,\bar{1}\,0$	$-d$	
$0.0\,\bar{1}\,0\,\bar{1}\,0$	$R_{14}/2 = R_{13} - d$	
$0.\bar{1}\,0\,\bar{1}\,0\,0$	R_{14}	

Verificarea împărţirii $Q=1.\bar{1}2\bar{2}100\bar{1}1\bar{1}2\bar{2}01$
$=0.1100111011001$

$$Q\times d = \begin{cases} 0.1100111011001 \\ 0.1100111011001 \\ 0\,1100111011001 \\ \hline 0.1\,0101000000000101 \end{cases}$$

$$+R_{14} = \underline{\qquad\qquad \bar{1}0\bar{1}}$$

$$D=Q\times d+R_{14} = 0.1\,0101000000000000$$

4. Concluzii privind algoritmul SRT extins

Dacă se face comparaţie între algoritmul SRT clasic şi cel extins se desprinde faptul că ambele admit ca cifră a cîtului valorile $\bar{1}$, 0, $\bar{1}$; în plus algoritmul propus admite şi valorile 2 şi $\bar{2}$. Aceasta nu complică situaţia deoarece prima cifră a cîtului avînd valoarea 2, dintr-un şir de cifre, este întotdeauna precedată de $\bar{1}$ sau $\bar{2}$ şi prima cifră a cîtului avînd valoarea $\bar{2}$, dintr-un şir de cifre, este întotdeauna precedată de 1 sau 2.

Deci rezultă următoarele situaţii :

$$Q = \text{x.xxx}\underset{\downarrow}{2}\,\underset{\downarrow}{2}\ldots. \qquad Q = \text{x.xxx}\underset{\downarrow}{2}\,\underset{\downarrow}{\bar{2}}$$

$$Q = \text{x.xxx}\bar{1}2\ldots. \qquad Q = \text{x.xxx1}\,\bar{2}$$

Deci la selectarea valorii doi sau minus doi pentru o cifră a cîtului, aceasta nu trebuie înmagazinată ci se efectuează corecţia cifrei rangului următor, nefiind necesară o propagare de transfer, asimilîndu-se astfel valorile doi sau minus doi. Această minoră modificare este preţul ce se plăteşte pentru avantajul de a elimina timpul de propagare a transferului, care altfel apare la fiecare adunare sau scădere.

Singura complicaţie care apare ori de cîte ori se face uz de reprezentarea redondantă a numerelor este legată de realizarea practică a reprezentării valorilor negative, respectiv a lui $\bar{1}$. Acest aspect este soluţionat în literatură, în sensul că pentru reprezentarea setului de valori $\bar{1}$, 0 şi 1 se folosesc două bistabile în loc de un singur bistabil aşa cum se face în cazul cînd se foloseşte redondanţa, şi valorile folosite sînt 0 şi 1. Rezultă că în cazul redondanţei, registrele trebuie dublate. Tehnologia circuitelor complexe integrate face ca diferenţa dintre preţul de cost în cazul integrării a două bistabile, în loc de unul singur, să fie nesemnificativă, justificîndu-se astfel economic tendinţa pe plan mondial de a introduce redondanţa, cu scopul măririi vitezelor de realizare a operaţiilor aritmetice.

BIBLIOGRAFIE

1] Cocke, J., Sweeney, D. W. *High speed arithmetic in a parallel device.* IBM internal report, febr 1957.

[2] Robertson, J. E. *A new class of digital division methods.* In : IRE trans. EC—7, sept 1958, p. 216—222.

[3] Tocher, T. D. *Techniques of multiplication and division for automatic binary computers.* In : Quart. journ. mech., appl. math., vol. 11, part 3, 1958, p. 364—384.

[4] Avizienis, S. *Binary-compatible signed-digit arithmetic.* AFIPS joint computer conference, vol. 26, 1964, p. 663—672.

[5] Avizienis, S. *On flexible implementation of digital computer arithmetic, information processing '62.* Proceedings of IFIP congress'62, München. Amsterdam, North Holland publishing co., 1962.

Ing. Aurel DUMITRICĂ

Aprinderea electronică şi măsurarea turaţiei la motoarele cu explozie

Un deosebit aport în buna funcţionare a motoarelor cu explozie îl are echipamentul de aprindere al amestecului carburant. Dacă acesta este bine reglat şi dă o scînteie puternică, arderea amestecului carburant se face mai eficient şi performanţele motorului sînt maxime.

Echipamentele de aprindere clasice sînt de două tipuri :

— aprindere cu magnetou ;

— aprindere cu baterie şi bobină de inducţie.

Aprinderea cu magnetou are avantajul că este independentă, însă prezintă un dezavantaj serios şi anume că la viteze mari, datorită faptului că circuitele magnetice nu permit obţinerea unor constante de timp mici, scînteia este foarte slabă. Din acest motiv, acest sistem de aprindere a fost părăsit, cu toate că în ultimul timp s-au făcut progrese în materie de magneţi, luîndu-i locul sistemul de aprindere cu baterie şi bobină de inducţie. Acesta din urmă este mai simplu şi mai sigur în exploatare. Totuşi şi acestui sistem i se pot reproşa două neajunsuri şi anume :

— uzura contactelor mecanice, mai ales la viteze mari ;

— energia furnizată pentru a crea scînteia descreşte la viteze mari.

Aprinderea electronică înlătură aceste neajunsuri, eliminînd contactele mecanice sau reducînd foarte mult curentul care circulă prin aceste contacte şi asigurînd o energie suficientă pentru producerea scînteii la viteze mari.

Caracteristicile scînteii

Pentru formarea unei scîntei puternice este necesar ca tensiunea la bornele bujiei să fie de 15—30 kV.

La alimentarea cu înaltă tensiune a bujiei, între electrozii acesteia se formează un cîmp electric foarte intens. Ionii aflaţi în aerul aspirat în interiorul camerei de ardere sînt atraşi de electrozi, spre care se deplasează cu viteză foarte mare. În drumul lor, atît ionii pozitivi cît şi cei negativi ionizează prin ciocnire moleculele din aer, producîndu-se o reacţie în lanţ. În felul acesta, aerul aflat între electrozii bujiei devine conducător de electricitate şi se produce o scînteie. Datorită ionizării în avalanşe, puterea curentului ce formează scînteia poate atinge cîteva sute de waţi pînă la 1 kW.

Scînteia care se produce nu este unică ci este formată dintr-o succesiune de scîntei. Prima scînteie care aprinde amestecul provoacă o creştere a presiunii. Scînteiele următoare provoacă, fiecare, o nouă descărcare care se stabileşte cu viteză din ce în ce mai mare, deoarece ionizaţia reziduală şi temperatura mediului cresc.

În figura 1 se prezintă tensiunea şi curentul din secundarul unei bobine de inducţie [1].

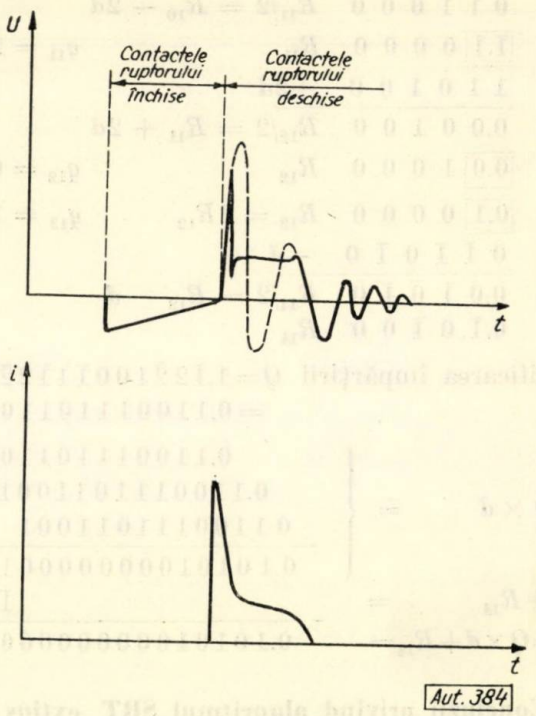


Fig. 1. Tensiunea şi curentul din secundarul bobinei de inducţie.

Montajul cu transistor în comutaţie

Curentul care circulă prin contactele ruptorului unui sistem de aprindere clasic este de ordinul a 4—5 A. Din cauza acestui curent mare, contactele ruptorului se oxidează şi, cu timpul, se distrug.

Dacă se introduce în linia de alimentare un transistor care să lucreze în regim de comutaţie, atunci se poate reduce curentul care circulă prin contacte la curentul necesar pentru deblocarea transistorului.

În figura 2 se prezintă o astfel de schemă. Cînd contactele ruptorului se deschid, transistorul se blochează producîndu-se scînteia de aprindere a amestecului carburant.

Deoarece în primarul bobinei de inducţie pot să apară supratensiuni de ordinul a 100—300 V, pentru a nu distruge transistorul se pot înseria mai multe transistoare ca în figura 3. De asemenea se pot suprima complet contactele mecanice cu ajutorul unui captor magnetic [2] a cărui schemă detaliată este dată în figura 4.

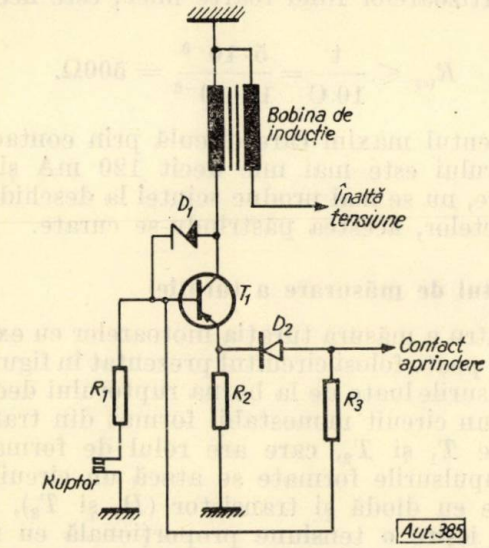


Fig. 2. Montajul cu un transistor în comutaţie.

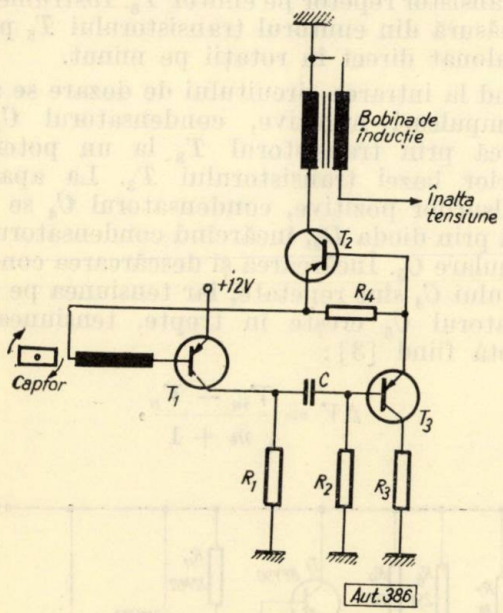


Fig. 3. Montajul cu transistoare în serie.

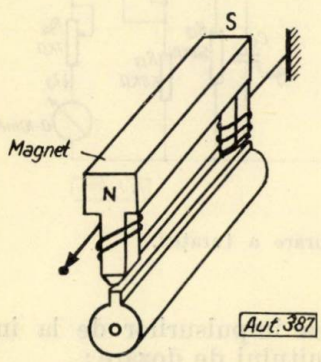


Fig. 4. Captorul.

Sistemul cu tiristor blocabil

Acest sistem se bazează pe acelaşi principiu ca şi cel cu transistor în comutaţie. Aici rolul de comutator îl joacă un tiristor. În figura 5 se prezintă schema unui astfel de montaj.

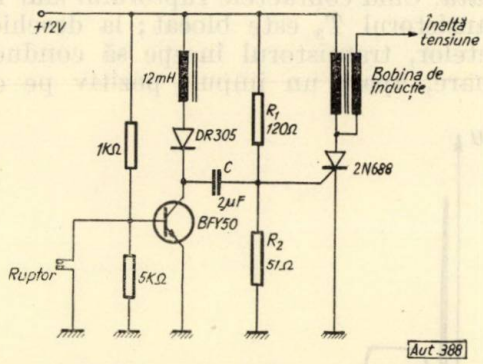


Fig. 5. Schema cu tiristor blocabil.

Poarta tiristorului este comandată de un transistor. Cînd contactele ruptorului sînt închise, transistorul este blocat şi tiristorul este deschis. La deschiderea contactelor ruptorului, transistorul începe să conducă şi frontul negativ rezultat din derivarea impulsului apărut în colectorul transistorului, de către capacitatea C şi rezistenţele R_1 şi R_2, blochează tiristorul. Ca urmare a întreruperii curentului din primarul bobinei de inducţie se produce scînteia la bujii.

Sistemul capacitiv cu tiristor

Principiul ce stă la baza acestui sistem constă în încărcarea unui condensator cu o tensiune cît mai mare şi descărcarea lui printr-o bobină de inducţie, la comanda dată de tiristor.

Descărcarea condensatorului furnizează o undă cu un front drept, capabil să străpungă anumiţi dielectrici depozitaţi pe electrozii bujiei. În consecinţă se produce o aprindere şi o ardere mai bună a amestecului carburant, obţinîndu-se un demaraj, uneori spectaculos [2].

În figura 6 este dată schema unui astfel de montaj. Condensatorul C se încarcă, acumu-

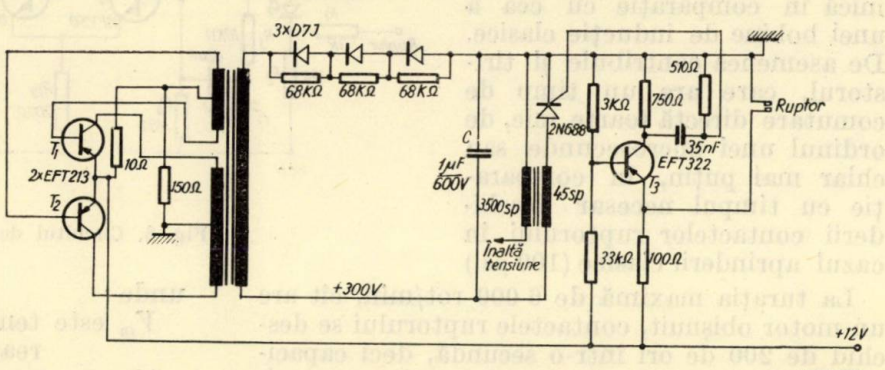


Fig. 6. Schema capacitivă cu tiristor.

lînd în el o energie $Wc = \frac{C U^2}{2}$. Încărcarea condensatorului se face cu tensiunea furnizată de un convertizor de tensiune, format din transistoarele T_1 şi T_2, după ce aceasta a fost redresată. Cînd contactele ruptorului sînt închise, transistorul T_3 este blocat; la deschiderea contactelor, transistorul începe să conducă şi, ca urmare, apare un impuls pozitiv pe colec-

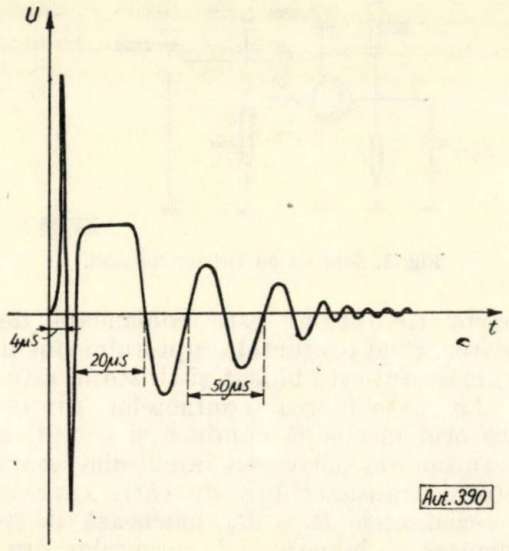


Fig. 7. Tensiunea din secundarul bobinei de inducţie.

torul transistorului, în raport cu masa, care este derivat şi care va comanda deschiderea tiristorului. La deschiderea tiristorului, condensatorul C, care era încărcat cu energia Wc, se descarcă brusc prin primarul bobinei de inducţie. În secundar ia naştere o tensiune foarte înaltă, producîndu-se scînteia necesară aprinderii. Tensiunea din secundar are frontul foarte abrupt, de ordinul a 4 μs, continuîndu-se apoi cu o formă sinusoidală amortizată, aşa cum se poate vedea în figura 7. La apariţia acestui front drept contribuie şi faptul că inductanţa bobinei este foarte mică în comparaţie cu cea a unei bobine de inducţie clasice. De asemenea contribuie şi tiristorul, care are un timp de comutare directă foarte mic, de ordinul unei microsecunde sau chiar mai puţin, în comparaţie cu timpul necesar deschiderii contactelor ruptorului în cazul aprinderii clasice (100 μs.)

La turaţia maximă de 6 000 rot/min, cît are un motor obişnuit, contactele ruptorului se deschid de 200 de ori într-o secundă, deci capacitatea C trebuie să se încarce la tensiunea nominală într-un timp mai scurt decît 5 ms, ceea ce nu este o problemă, rezistenţele de ieşire ale convertizoarelor fiind foarte mici; este necesar ca:

$$R_{ieş} \leqslant \frac{t}{10\,C} = \frac{5 \cdot 10^{-3}}{10 \cdot 10^{-6}} = 500\Omega.$$

Curentul maxim care circulă prin contactele ruptorului este mai mic decît 120 mA şi, ca urmare, nu se mai produc scîntei la deschiderea contactelor, acestea păstrîndu-se curate.

Circuitul de măsurare a turaţiei

Pentru a măsura turaţia motoarelor cu explozie se poate folosi circuitul prezentat în figura 8. Impulsurile luate de la borna ruptorului declanşează un circuit monostabil format din transistoarele T_1 şi T_2, care are rolul de formator. Cu impulsurile formate se atacă un circuit de dozare cu diodă şi transistor (D_2 şi T_3), care dă la ieşire o tensiune proporţională cu frecvenţa impulsurilor. Această tensiune este amplificată de un transistor cu efect de cîmp T_4 şi un transistor repetor pe emitor T_5. Instrumentul de măsură din emitorul transistorului T_5 poate fi etalonat direct în rotaţii pe minut.

Cînd la intrarea circuitului de dozare se aplică impulsuri negative, condensatorul C_4 se încarcă prin transistorul T_3 la un potenţial superior bazei transistorului T_3. La apariţia impulsurilor pozitive, condensatorul C_4 se descarcă prin dioda D_2, încărcînd condensatorul de acumulare C_5. Încărcarea şi descărcarea condensatorului C_4 sînt repetate, iar tensiunea pe condensatorul C_5 creşte în trepte, tensiunea pe treaptă fiind [3]:

$$\Delta V = \frac{V_{in} - V_D}{m + 1}, \qquad (1)$$

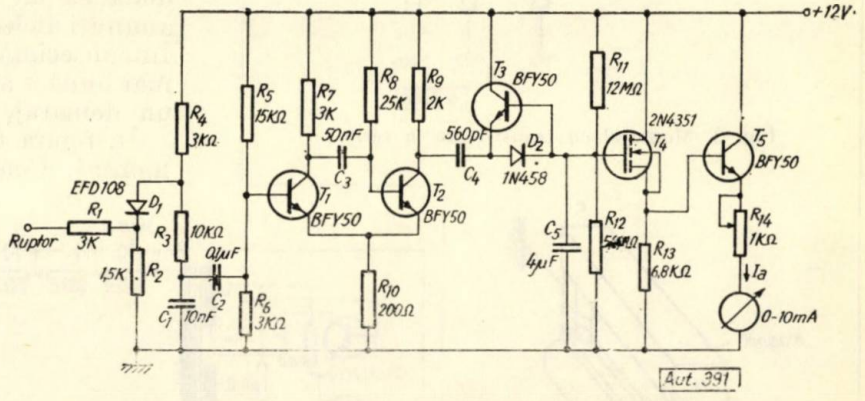


Fig. 8. Circuitul de măsurare a turaţiei.

unde:

V_{in} este tensiunea impulsurilor de la intrarea circuitului de dozare;

V_D — tensiunea pe dioda D_2;

m — raportul C_5/C_4.

Condensatorul C_5 se descarcă parţial la rîndul său prin rezistenţele R_{11} şi R_{12} şi rezistenţa de intrare a transistorului cu efect de cîmp, toate fiind foarte mari (de ordinul MΩ), obţinînd o constantă de timp mare, care satisface condiţia :

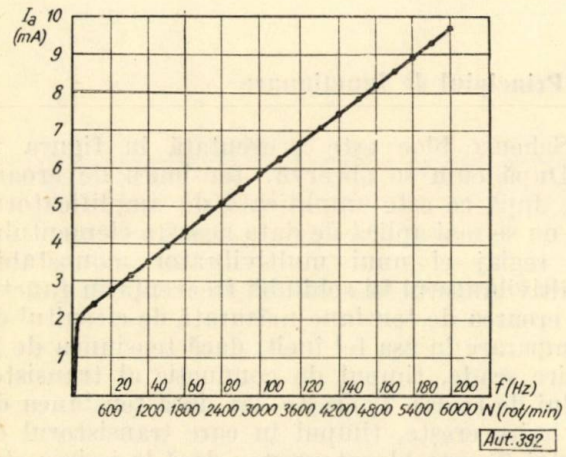


Fig. 9. Curba de etalonare a aparatului.

$$C_5 \; R \gg \frac{1}{f}, \tag{2}$$

unde :

R este rezistenţa echivalentă pe care se descarcă condensatorul C_5 ;

f — frecvenţă minimă a impulsurilor de intrare, 20 Hz, care corespunde la 600 rot/min.

Pentru a avea o liniaritate bună a tensiunii pe condensatorul C_5, cu frecvenţa, trebuie îndeplinită condiţia :

$$C_4 \; Rf \ll 1. \tag{3}$$

În figura 9 este prezentată variaţia curentului care circulă prin instrument I_a, funcţie de turaţia motorului. Se vede că s-a obţinut o liniaritate bună în domeniul de turaţie care interesează la un motor obişnuit. Instrumentul este sensibil la variaţii ale frecvenţei sub 1 Hz, adică variaţii ale turaţiei sub 30 rot/min, ceea ce este suficient pentru scopul nepretenţios al aparatului.

Concluzii

Circuitele din figurile 6 şi 8 au fost experimentate la un motor cu explozie cu patru cilindri, obţinîndu-se rezultate foarte bune.

Scînteia produsă la bujie este la fel de puternică atît la turaţii joase (ralanti) cît şi la turaţii înalte (viteză maximă). Din această cauză se poate asigura o combustie a carburantului optimă, contribuindu-se astfel la reducerea considerabilă a poluării atmosferei.

Datorită scîntei puternice are loc o pornire uşoară a motorului rece şi se obţine un demaraj foarte bun.

BIBLIOGRAFIE

[1] Rădulescu, V., Bratu, E., Georgescu, I. *Automobilul.* Bucureşti, Editura tehnică, 1968.

[2] Lilen, H. *Où en est l'allumage électronique des moteurs à explosions?* În : Électronique industrielle, nr. 114, 1968.

[3] Van Niekerk, H. *Determination of quotient of two frequencies by a diode-transistor pump.* În : Electronic engineering 40, nr. 489. 1968.

Ing. Daniel BELOIU

Stabilizator de tensiune cu reglare în impulsuri

Alimentarea circuitelor electronice cu surse de tensiune constantă impune acestora o stabilitate ridicată a tensiunii la variaţiile rapide sau lente ale tensiunii de reţea, la variaţiile temperaturii şi la variaţiile sarcinii.

Schemele clasice de stabilizare a tensiunii folosesc un element de reglaj continuu, serie sau paralel.

În figura 1 se prezintă schema bloc a unei surse de tensiune continuă, stabilizată cu ele-

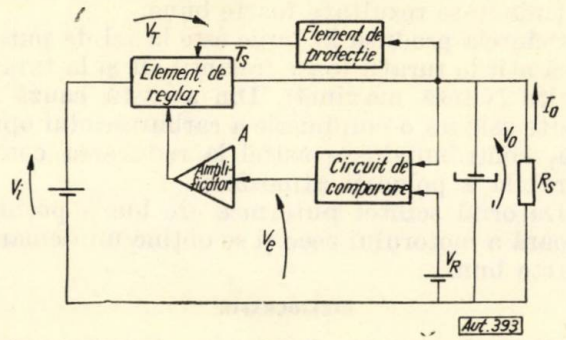


Fig. 1

ment de reglaj serie. După cum se observă din figură, tensiunea de ieşire V_0 se compară cu tensiunea de referinţă V_R, iar abaterea de tensiune V_e, amplificată de amplificatorul A, se aplică elementului de reglaj serie T_s. Acesta reglează curentul I_0 în funcţie de abaterea de tensiune V_e. Protecţia la scurtcircuit se face aplicînd o fracţiune din curentul de sarcină I_0 la intrarea elementului de reglaj. Acesta se blochează în funcţie de mărimea curentului de scurtcircuit, dar curentul din sarcină nu se întrerupe complet.

În lucrarea [1] se evaluează performanţele acestei metode.

Dezavantajele esenţiale ale metodei sînt:

a) Pe elementul de reglaj T_s cade o tensiune continuă V_T ridicată; acesta (de regulă un transistor de putere), urmînd să preia diferenţa tensiunilor de la ieşire şi intrarea sursei, trebuie să aibă performanţe tehnice ridicate.

b) Consumul de putere al elementului de reglaj T_s este mare, deoarece el lucrează ca un amplificator în clasa A.

În lucrare se descrie un stabilizator de tensiune, cu reglare în impulsuri, care elimină aceste dezavantaje.

1. Principiul de funcţionare

Schema bloc este prezentată în figura 2. După cum se observă, tensiunea de eroare V_e, după ce este amplificată de amplificatorul A, nu se mai aplică de data aceasta elementului de reglaj ci unui multivibrator monostabil. Multivibratorul îşi schimbă frecvenţa în funcţie de eroarea de tensiune măsurată de circuitul de comparare în aşa fel încît, dacă tensiunea de la ieşire scade, timpul de conducţie al transistorului de reglaj T_s creşte, iar dacă tensiunea de la ieşire creşte, timpul în care transistorul de reglaj T_s este blocat creşte; dacă la ieşirea stabilizatorului se integrează impulsurile, se obţine o tensiune constantă.

Protecţia de scurtcircuit se face prin elementul de protecţie, care anulează tensiunea de alimentare a multivibratorului, spre deosebire de schema clasică din figura 1, în care elementul de protecţie blochează direct transistorul serie T_s şi foloseşte, pentru protecţie, o fracţiune din circuitul de sarcină.

Principiul stabilizării de tensiune cu reglare în impulsuri are două avantaje:

a) Transistorul serie T_s este saturat sau blocat, astfel că puterea medie disipată este cu mult mai mică decît în schema clasică, deoarece de data aceasta asupra elementului de reglaj se aplică impulsuri.

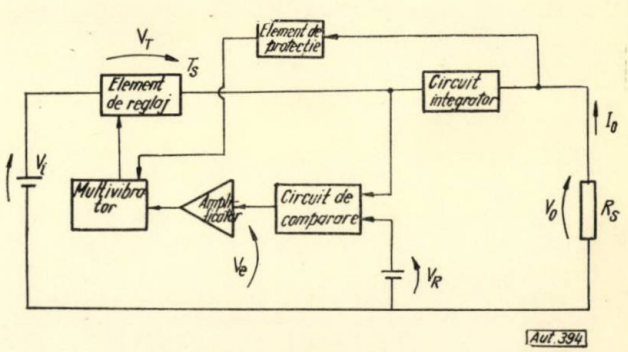


Fig. 2

Mărimea impulsurilor provoacă saturarea transistorului în perioada în care acesta este deschis. De aceea randamentul stabilizatorului creşte faţă de schema clasică.

b) La scurtcircuit, curentul din sarcină I_0 se întrerupe.

2. Schema realizată

În figura 3 se prezintă montajul realizat. Multivibratorul T_1, T_2 comandă deschiderea transistorului serie T_4. Impulsurile obţinute pe emitorul transistorului T_4 se integrează într-un circuit L, C. Inductanţa L se dimensionează astfel ca să preia căderea de tensiune a transistorului T_4, cînd acesta conduce. În funcţie de inductanţa L se alege şi capacitatea C pentru netezirea pulsaţiilor.

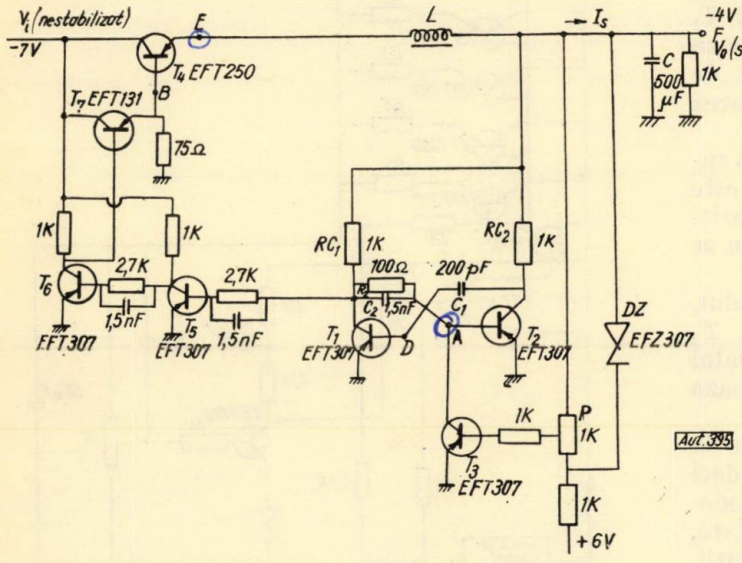


Fig. 3

Tensiunea pe dioda D_Z reprezintă o tensiune de referinţă stabilizată faţă de care se compară tensiunea de ieşire.

Eroarea, măsurată de potenţiometrul P, este amplificată de transistorul T_3 care încarcă condensatorul C_2 al multivibratorului. Încărcarea condensatorului C_2 se face la tensiunea variabilă de colector a transistorului amplificator de eroare T_3, astfel încît perioada de oscilaţie a multivibratorului urmăreşte variaţia tensiunii de eroare.

Transistorul T_1 comandă amplificatoarele intermediare T_5, T_6 şi T_7 (legat ca repetor pe emitor). Transistorul T_7, la rîndul său, comandă transistorul serie T_4.

Transistoarele T_5 şi T_6 sînt legate ca inversoare pentru obţinerea unei faze convenabile în punctul B, atît pentru reglajul sarcinii cît şi pentru protecţia la suprasarcină.

Duratele t_1 şi t_2 (fig. 5), de conducţie şi de blocare a transistorului serie T_4, reprezintă timpii de încărcare ai condensatoarelor C_1 şi C_2.

Tensiunea U_A din punctul A încarcă condensatorul C_2 cu un curent variabil depinzînd de sarcina stabilizatorului. Dacă tensiunea U_A din punctul A creşte sau scade, condensatorul C_2 se încarcă mai încet sau mai repede, astfel încît timpul t_2 depinde de tensiunea U_A.

În figura 4, pe curba de variaţie U_{C_2} (tensiunea măsurată pe colectorul transistorului T_2), în funcţie de t_2 se reprezintă variaţia timpului de blocare t_2 al transistorului serie T_4.

În figura 5, impulsurile sînt măsurate în punctul E.

Tensiunea pe condensatorul C_2 variază în funcţie de potenţialul colectorului transistorului T_3. Cînd acesta conduce la saturaţie, deci cînd creşte tensiunea la ieşire, tensiunea sa de colector este aproape zero. În acest scop, timpul t_2 de încărcare al condensatorului C_2 este maxim. Asta înseamnă că transistorul serie T_4 este blocat pe un interval mai mare din perioada impulsurilor din figura 5.

Dacă tensiunea la ieşirea stabilizatorului scade, potenţialul U_A al colectorului T_3 creşte, ducînd la micşorarea timpului t_2, deci la mărirea intervalului de conducţie al transistorului serie T_4, ceea ce duce la creşterea tensiunii continue, la ieşirea stabilizatorului în punctul F. Se observă că variaţia potenţialului U_A face ca şi t_1 să se schimbe, dar totdeauna raportul t_1/t_2, unde t_1 şi t_2 reprezintă timpii de conducţie şi de blocare ai transistorului serie T_4, variază astfel încît tensiunea la ieşirea stabilizatorului să se păstreze constantă.

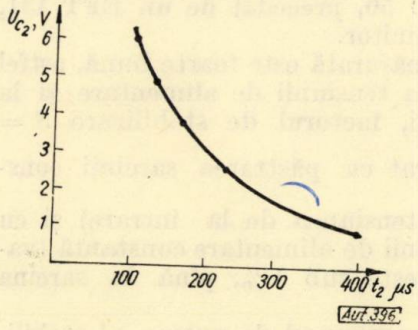


Fig. 4

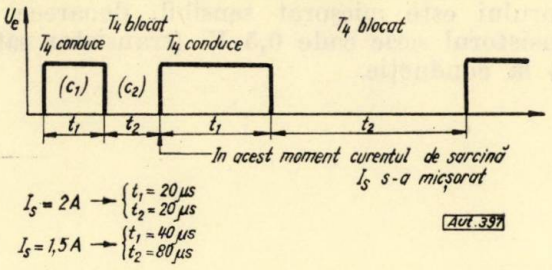


Fig. 5

Este demn de menţionat că frecvenţa de oscilaţie a multivibratorului depinde şi de alegerea condensatorului de filtraj C, deoarece acesta determină acumularea sarcinii pentru

reglarea potenţialului, care apare pe colectorul transistorului T_3.

În schema realizată în figura 3 frecvenţa multivibratorului poate varia în raportul $1 \div 1\,000$. Astfel pentru $C = 500$ μF pentru sarcina $I_s = 2$ A, s-a măsurat $f = 25$ kHz.

Rezistenţa R_2, care şuntează condensatorul C_2, face ca multivibratorul, la un anumit curent I_s al sarcinii, să aibă o poziţie preferenţială şi să funcţioneze ca monostabil. Cînd T_1 conduce, divizorul R_{b2}/R_2 polarizează baza transistorului T_2 şi, la un anumit curent de sarcină, multivibratorul se blochează în starea în care transistorul serie T_4 este blocat.

Rezistenţa R_2 protejează deci sarcina la supracurent, curentul limită la care sarcina este protejată depinzînd de alegerea acestei rezistenţe. Dacă rezistenţa R_2 este prea mare, nu se mai face sensibilizarea protecţiei.

Dacă în punctul F, la ieşirea stabilizatorului, are loc un scurtcircuit, transistoarele T_1, T_2 nu mai conduc şi colectoarele au potenţialul zero (de scurtcircuit), care apare şi pe baza transistorului T_4, acesta blocîndu-se.

Multivibratorul T_1, T_2 este alimentat de la sursa stabilizată, din punctul de ieşire F, deci frecvenţa de oscilaţie rămîne constantă independent de variaţiile tensiunii de alimentare, ale curentului de sarcină sau ale temperaturii.

3. Performanţele schemei

Stabilizatorul a fost construit cu transistoarele EFT 307 în circuitele de stabilizare şi reglaj, iar ca transistor serie a fost folosit un transistor EFT 50, precedat de un EFT 131, ca repetor pe emitor.

Stabilitatea măsurată este foarte bună, astfel încît, la variaţia tensiunii de alimentare şi la variaţia sarcinii, factorul de stabilizare $S = \frac{\Delta V_0}{\Delta V_i}$, măsurat cu păstrarea sarcinii constantă (variind tensiunea de la intrare) şi cu păstrarea tensiunii de alimentare constantă (variind sarcina), este sub 1%, pînă la sarcina de 3 A.

De asemenea consumul de putere al stabilizatorului este micşorat sensibil, deoarece pe transistorul serie cade 0,5 V (transistor saturat) la conducţie.

Schema realizată uşurează şi disipaţia termică a transistorului serie. S-a măsurat stabilitatea tensiunii de ieşire şi în raport cu variaţia temperaturii şi ea este satisfăcătoare la variaţii largi de temperatură ($\Delta t° = 15 \ldots 20°C$).

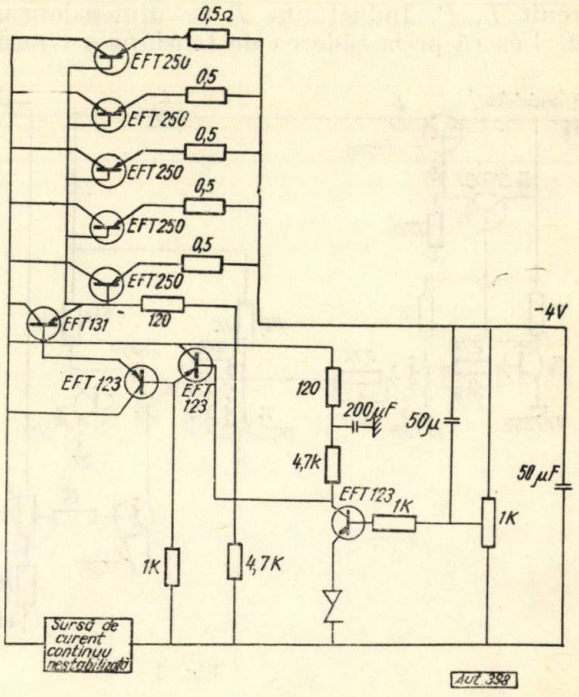


Fig. 6

Concluzii

Redresorul cu controlul sarcinii prin impulsuri, prezentat în această lucrare, are o schemă simplă şi economică, iar metoda de protecţie la supracurent nu foloseşte un transistor pentru protecţie. În figura 6 se dă, pentru comparaţie, o schemă clasică realizată cu performanţe similare.

BIBLIOGRAFIE

[1] Tănăsescu, T. *Circuite cu tranzistoare.* Bucureşti, Editura tehnică, 1961.

[2] Felea, I. *Circuite cu tranzistoare.* Bucureşti, Editura tehnică, 1964.

Ing. NICOLAE MARINESCU

Analiza circuitelor integrate TTL cu memorie. Caracteristici statice

Într-un articol precedent [1] s-au prezentat studii privind caracteristicile statice ale circuitelor integrate TTL fără memorie. Acest articol tratează în continuare analiza caracteristicilor statice ale circuitelor integrate TTL cu memorie, subliniind importanţa acestor caracteristici în cercetarea dinamicii şi interconectării circuitelor respective.

Introducere

Primele circuite integrate de numărare se asemănau destul de mult cu circuitele cu componente discrete cu funcţii similare, aplicînd memorarea temporară a stărilor pe elementele reactive (capacităţi) ale unor porţi dinamice [2].

La început, în scopul eliminării elementelor reactive şi ulterior pentru crearea de noi funcţiuni, s-au realizat circuite integrate cu memorarea stărilor intermediare în celule de memorie cu transistoare şi cu porţi statice [3, 4, 5].

În mod paradoxal, deşi aceste circuite au un număr mult mai mare de elemente, care face nerentabilă realizarea lor cu componente discrete, dimensiunile lor sînt mult mai reduse datorită înlăturării condensatoarelor.

Enumerăm numai cîteva dintre avantajele acestor circuite (cu cuplaj în curent continuu): viteză ridicată datorită reducerii aproape totale a timpilor de pregătire, independenţă pronunţată faţă de forma şi durata fronturilor active ale impulsurilor de intrare, rezistenţă sporită la perturbaţii datorită înlăturării cuplajelor capacitive etc.

S-au elaborat multe variante ale circuitelor integrate cu memorie, parte din ele avînd doar o existenţă efemeră. Prezentul articol va trata tipurile reprezentative ale unor circuite integrate TTL, şi anume bistabilul tip D (fig. 1) şi bistabilul $J-K$ MASTER—SLAVE (fig. 2) din seria SF. C 400E SESCOSEM. Explicarea modului de funcţionare al acestora se va face în decursul studiului caracteristicilor lor statice, insistîndu-se mai mult asupra aspectelor electronice ale circuitelor.

Articolul prezintă şi comentează o serie de rezultate experimentale. Pentru vizualizarea caracteristicilor statice s-a folosit montajul din figura 1, c. Circuitul integrat *CI* este excitat cu o componentă de tensiune alternativă, obţinută în secundarul transformatorului de separare galvanică T, alimentat de la reţea prin autotransformatorul AT, însumată cu o componentă continuă U_c, furnizată de o sursă stabilizată ajustabilă. Relaţia dintre tensiunea U şi curentul I, corespunzătoare terminalului testat, este vizibilă pe ecranul osciloscopului 0.

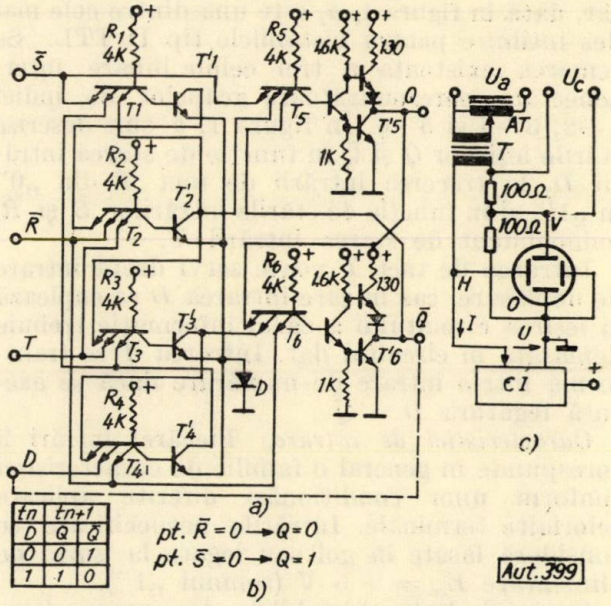


Fig. 1. Circuit basculant bistabil tip D.

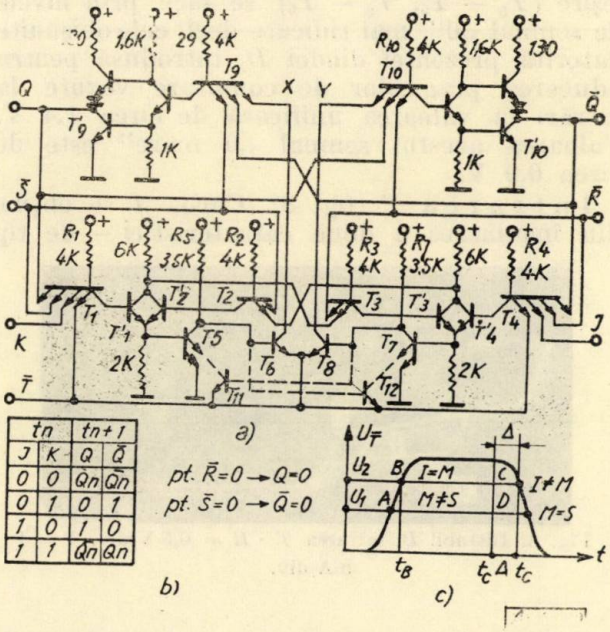


Fig. 2. Circuit basculant $J-K$ MASTER—SLAVE.

Caracteristicile statice ale circuitelor integrate TTL cu memorie

Principalele caracteristici statice ce fac obiectul articolului sînt: caracteristicile de intrare şi caracteristicile de ieşire.

Se vor studia caracteristicile statice corespunzătoare atît unor regimuri de funcţionare obişnuite cît şi unora mai puţin obişnuite, a căror parcurgere poate avea loc în regimuri anormale de lucru.

1. Circuitul basculant bistabil tip D

Schema electronică a circuitului experimentat, dată în figura 1, *a*, este una dintre cele mai des întîlnite pentru bistabilele tip D TTL. Se remarcă existenţa a trei celule binare interconectate, corespunzătoare grupelor de indici 1—2, 3—4 şi 5—6. În figura 1, *b* sînt descrise stările ieşirilor Q şi $\overline{Q}$ în funcţie de starea intrării D, la trecerea intrării de tact T din „0" în „1", şi în funcţie de stările intrărilor $\overline{S}$ şi $\overline{R}$, independent de starea intrării T.

Intrarea de tact T poate servi drept intrare de deplasare, caz în care intrarea D se cuplează la ieşirea circuitului a cărui informaţie trebuie deplasată în circuitul dat. Intrarea T se transformă într-o intrare de numărare dacă se execută legătura $D = \overline{Q}$.

Caracteristici de intrare. Fiecărei intrări îi corespunde în general o familie de caracteristici conform unor condiţionări diferite aplicate celorlalte terminale. Intrările nespecificate se consideră lăsate în gol sau legate la sursa de alimentare $E_{cc} = +5$ V (semnul „1").

Cuplajul dintre bistabilele de intrare (etajele T_1, T_1', T_2, T_2' şi T_3, T_3', T_4, T_4') şi cele de ieşire ($T_5 - T_5'$, $T_6 - T_6'$) se face prin nivele de semnal „0", mai ridicate decît cele obişnuite datorită prezenţei diodei D, introdusă pentru aducerea pragurilor de comutare văzute la intrări la valoarea unificată de circa 1,4 V. Valoarea acestui semnal „0 mare" este de circa 0,9 V.

Intrarea T (fig. 3). Curba *1* se obţine din însumarea a două caracteristici — de tip

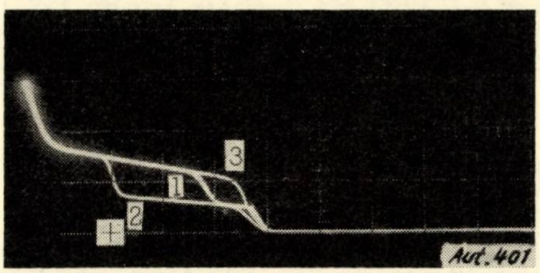


Fig. 3. Bistabil D, intrarea $T \cdot H = 0{,}5$ V/div, $V = 1$ mA/div.

„1" şi de tip „0 mare" — în mai multe configuraţii de intrare ($D = 0$, $D = 1$, $D = \overline{Q}$ sau $\overline{S} = 0$).

De exemplu, în cazul $D = 1$, cu $Q = 1$ şi $\overline{Q} = 0$, cînd semnalul T creşte de la 0 V, intrarea T absoarbe curent din rezistenţele R_2 şi R_3. În acest timp, transistoarele T_1', T_2' şi T_3' sînt blocate şi T_4' este saturat, impunînd la intrarea din T_3 o caracteristică tip „0 mare", La depăşirea tensiunii de 1,4 V aproximativ. T_2' se saturează. Dacă se execută legătura $D = \overline{Q}$, se observă la acest prag o perturbare provocată de bascularea circuitului de ieşire. În această situaţie, dacă iniţial $\overline{Q} = D = 0$ şi $T = 1$, atunci transistoarele T_1', T_3' şi T_4' sînt blocate şi T_2' este saturat. În timpul basculării, circuitul se comportă ca o sursă de perturbaţii, atît datorită reacţiilor pozitive locale în grupele $T_5 - T_5'$ şi $T_6 - T_6'$, cît şi celei globale, între grupele respective. Efectele unor astfel de perturbaţii sînt discutate în lucrarea [1]. La anularea semnalului T, T_2' se blochează şi T_1' se saturează. La o nouă creştere a semnalului T are loc bascularea bistabilului de ieşire prin saturarea lui T_3' care impune ca $\overline{Q} = 1$. O nouă scădere a semnalului T la „0" provoacă blocarea transistoarelor T_1', T_2' şi T_3' şi saturarea transistorului T_4', urmînd ca la creşterea semnalului T la „1" să apară o nouă basculare (închizîndu-se un ciclu complet) prin saturarea lui T_2' etc.

Curba *2* se obţine dacă $\overline{R} = 0$ şi este suma dintre o caracteristică de tip „0 mic" şi una de tip „1" ($Q = 0$).

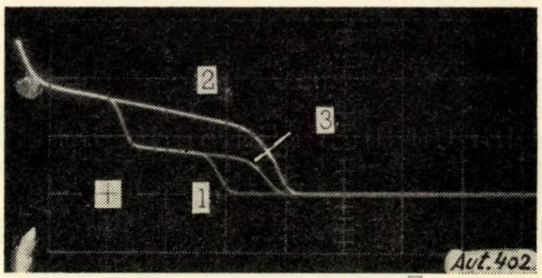


Fig. 4. Bistabil D, intrarea $\overline{S}$.

Curba *3* apare dacă $D = \overline{Q}$ şi $\overline{S} = 0$ şi este suma dintre două caracteristici de tip „1" ($T_{1\ldots4}'$ blocate, $\overline{Q} = 0$). La creşterea semnalului T peste 1,2 V aproximativ, T_2' se deschide provocînd căderea accelerată a curentului injectat de rezistenţa R_3 în intrarea T şi menţinerea în blocare a transistorului T_3'. Există pericolul de deschidere temporară a transistorului T_3', deci de schimbare a stării $\overline{Q} = 0$ în „1" pe perioada în care T_2' încă nu a devenit „0", în acest caz circuitul devenind o sursă de semnal fals. Practic însă, circuitele studiate nu au prezentat decît ezitări uşoare, tolerabile, ale semnalelor la ieşirea $\overline{Q}$.

Intrarea $\overline{S}$ (fig. 4). Curba 1 este suma dintre o caracteristică tip „0 mare" şi una tip „0 mic", date de curenţii proveniţi din transistoarele T_1 şi T_5, respectiv.

Curba *2*, sumă a două caracteristici tip „1", se obţine pentru $\overline{R} = 0$ (combinaţie în principiu nepermisă).

Curba 3 este suma dintre o caracteristică tip „0 mic" cu o caracteristică tip „1" şi se obţine pentru $T = 0$ şi $D = \overline{Q}$.

Intrarea $\overline{R}$ (fig. 5). Curba 1—1′ rezultă din suprapunerea a două caracteristici tip „0 mare" (la T_4 şi T_2) şi una tip „0 mic" (la T_6) cu $D = 1$ sau $D = \overline{Q}$. Pentru $\overline{S} = 0$ se obţine

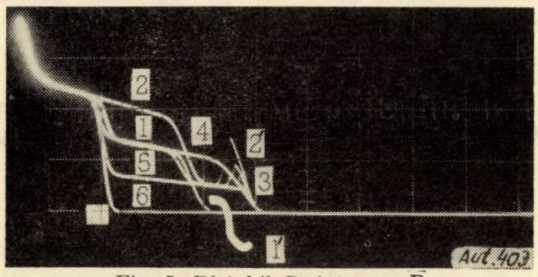


Fig. 5. Bistabil D, intrarea $\overline{R}$.

curba 2—2′ compusă din două caracteristici tip „0 mare" prin T_4 şi T_6 şi una tip „1" prin T_2, pentru semnal $\overline{R}$ mai mic de 1,2 V. La depăşirea acestei valori T_2' şi T_4' se deschid, iar T_3' se blochează, transformînd caracteristicile de tip „0 mare" în „1".

Curba *3* — cu creştere iniţială pe curba *1* — se obţine pentru $\overline{S} = D = 0$ şi diferă de cea descrisă anterior prin „0" permanent la T_1.

Cu $\overline{S} = T = 0$, curba *4* este compoziţia a două caracteristici tip „1" la T_4 şi T_6 şi una de tip „0 mic" la T_2. La trecerea prin 1,4 V, etajul $T_6 - T_6'$ comută dînd o uşoară perturbare a curbei.

La $\overline{S} = T = 0$ se obţine curba 5, pentru combinaţia $D = T = 0$ curba 6, iar pentru $D = 0$ o caracteristică compusă din două caracteristici tip „0 mic" şi una „0 mare" (nereprezentată în figura 5 pentru a nu încărca tabloul caracteristicilor).

Intrarea D (fig. 6). Pentru $\overline{R} = \overline{S} = T = 1$ se obţine curba 1 (tip „0 mare") căci T_4' este blocat şi T_3' saturat, pentru $\overline{S} = 0$ şi/sau $T = 0$ curba *2* (tip „1") căci T_3' este blocat, iar dacă $\overline{R} = 0$, curba 3.

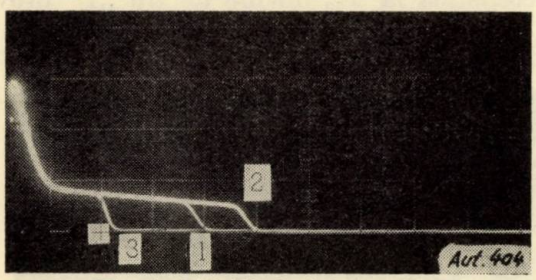


Fig. 6. Bistabil D, intrarea D.

Caracteristici de ieşire (fig. 7 şi 8). Curba 1 trasată pentru ieşirea $\overline{Q}$, de tip „1", se obţine de exemplu pentru $\overline{R} = 0$, iar curba *2* de tip „0" pentru $\overline{S} = 0$. După cum $D = \overline{Q}$ sau $D \neq \overline{Q}$, caracteristica de tip „1" este puţin schimbată zona dublată în figura 7). Dacă tensiunea de ieşire este negativă, aşa cum s-a arătat în lucrarea [1] apar salturi de pe curba *1* pe curba *2* pentru tensiuni de ieşire de circa —1,4 V dacă $\overline{R} = 0$, şi de circa —0,4 V dacă $\overline{R} = 1$ şi $D = 0$, datorită semnalului „0 mare" dat de transistorul T_3' (T_5' este blocat prin coborîrea forţată a tensiunii la ieşirea $\overline{Q}$). Acest fenomen este periculos, procesul regenerativ de salt cuprinzînd atît linia de transmitere cît şi elementul receptor de semnal, şi reprezintă o trăsătură negativă a circuitului studiat devenit astfel sursă de perturbaţii [1]. Unii producători evită acest inconvenient construind circuite basculante de intrare cu semnal „0 mic" de ieşire [6].

Dacă $T = 0$, transistoarele T_2' şi T_3' sînt blocate şi circuitul se dovedeşte a fi receptiv la perturbaţii introduse pe la ieşire, care pot bascula ireversibil circuitul. În figura 8 se arată acest fenomen negativ (salt de pe caracteris-

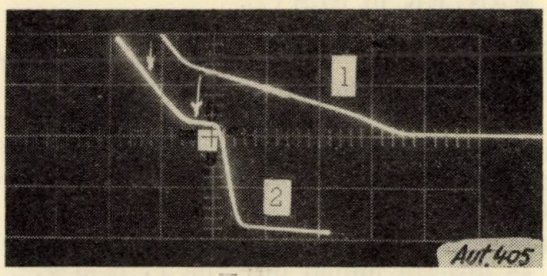


Fig. 7. Bistabil D, ieşirea $\overline{Q}$ · H = 1 V/div, V = 20 mA/div.

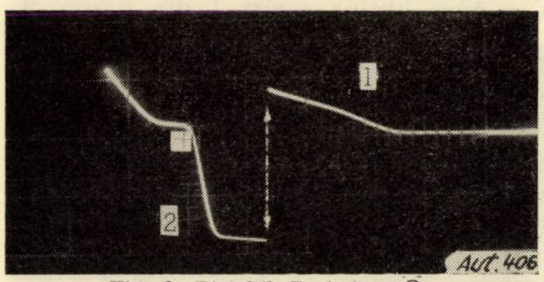


Fig. 8. Bistabil D, ieşirea $\overline{Q}$.

tica de tip „1" (1) pe cea de tip „0" (2) la tensiuni de ieşire de circa 1,4 V). Se recomandă deci ca perioada de pregătire (impuls tact $T = 0$) să dureze cît mai puţin.

2. Circuitul basculant bistabil tip J—K MASTER—SLAVE

Figura 2,a conţine schema electronică a circuitului compusă din circuitul MASTER T_2, T_2', T_3, T_3', circuitul SLAVE $T_9 - T_9'$, $T_{10} - T_{10}'$, circuitele porţilor de intrare T_1, T_1' şi T_4, T_4' şi circuitele poartă de transfer T_5, T_6, T_7, T_8. Figura 2, *c* indică etapele pe care le parcurge circuitul cînd intrarea de tact $\overline{T}$ evoluează în timp de la „0" la „1", apoi din nou la „0". Pentru semnal $\overline{T}$ sub pragul $U_1 \simeq 1{,}3$ V porţile de transfer leagă celulele MASTER şi

SLAVE în care există astfel informaţii identice (T_6 sau T_8 vor fi saturate funcţie de starea transistoarelor din MASTER). Dacă semnalul $\overline{T}$ se ridică peste U_1 transferul încetează. Semnalul $\overline{T}$ crescînd în continuare, depăşeşte pragul $U_2 \simeq 1{,}4$ V, ridică inhibarea porţilor de intrare, permitînd astfel înscrierea stărilor J,K în MASTER. La scăderea semnalului $\overline{T}$ sub valoarea U_2 porţile de intrare sînt din nou înhibate. În perioada t_B, $t_C - \Delta$ celula MASTER îşi schimbă starea dacă intrarea J sau K în poarta corespunzătoare ieşirii cu semnal „1" are, sau capătă, valoarea logică „1", după care o revenire în starea iniţială a circuitului MASTER nu mai este posibilă.

Durata „Δ", de altfel foarte mică, reprezintă la scară microscopică timpul de pregătire al porţilor de intrare. La scăderea semnalului $\overline{T}$ sub pragul U_1 se validează transferul informaţiei din MASTER în SLAVE.

Există mai multe tipuri de circuite $J-K$ ce permit realizarea unor funcţiuni logice mai mult sau mai puţin complicate la intrări. Pentru a nu complica expunerea se prezintă un circuit cu o intrare J şi o intrare K, acesta acoperind fenomenele importante din această clasă de circuite.

Caracteristici de intrare. Circuitul fiind simetric, se discută numai intrările $\overline{T}$, $\overline{R}$ şi J.

Intrarea $\overline{T}$ (fig. 9). Pentru $\overline{R} = \overline{S} = J = K = 1$ se obţine curba 1 din figura 9, cu

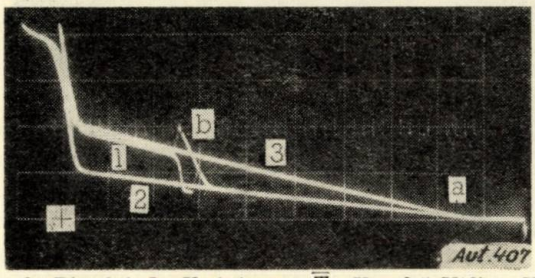


Fig. 9. Bistabil $J-K$, intrarea $\overline{T}$. $H = 0{,}5$ V/div, $V = 1$ mA/div.

o buclă de histerezis în zona *b* parcursă pe ramura inferioară la creşterea semnalului, şi pe ramura superioară la scăderea lui, cu complementarea stărilor ieşirilor la trecerea prin valoarea $U_1 \approx 1{,}3$ V. Fie starea iniţială $Q = \overline{T} = 0$ care impune ca transistoarele T_2', T_5 şi T_8 să fie saturate şi T_1', T_3', T_4', T_6 şi T_7 să fie blocate. Stările ieşirilor sînt menţinute prin potenţialul scăzut în punctul „y". La creşterea semnalului $\overline{T}$, transistorul T_4 începe să se desaturez şi T_4' şi T_7 să se deschidă. Cînd semnalul $\overline{T}$ atinge valoarea 1,4 V, tensiunea colectorului transistorului T_4' este suficient de scăzută ca să provoace bascularea circuitului MASTER, schimbîndu-se astfel stările transistoarelor din porţile de transfer. T_6 este acum saturat, dar potenţialul în „x" este suficient de ridicat ($\approx$1,5 V) pentru a nu bascula circuitul SLAVE. Bascularea circuitului SLAVE are loc după scăderea semnalului $\overline{T}$ sub valoarea 1,3 V, valoarea pentru care T_1' şi T_4' sînt blocate. Caracteristica de intrare însumează la început curenţii din R_1, R_{10} (tip „0"), R_4 (tip „1") şi R_7 (caracteristică liniară pînă la $E_C - U_{BE8} \simeq 4{,}3$ V). La scăderea semnalului, pînă la bascularea circuitului SLAVE, intrarea $\overline{T}$ vede în „x" o caracteristică de tip „1", iar după aceea compoziţia caracteristicii $\overline{T}$ este cea arătată anterior. Dacă semnalul $\overline{T}$ capătă în regim tranzitoriu valori negative, ambele transistoare T_6 şi T_8 se deschid provocînd formarea unor semnale false la ieşire ($Q = \overline{Q} = 1$). Pentru evitarea acestui dezavantaj, unii producători au introdus transistoarele T_{11} şi T_{12} reprezentate cu linie întreruptă în figura 2, *a*, cu stări identice cu transistoarele T_8 şi T_6 respectiv [6]. Dacă, pornind de la starea iniţială anterior descrisă, semnalul $\overline{T}$ ia valori negative, transistoarele T_5 şi T_{11} rămîn saturate, conducţia în T_5 trecînd de pe emitorul legat la masă pe cel legat la T_{11}; astfel se asigură blocarea transistoarelor T_6 şi T_{12}. Şi la aceste circuite, ca de altfel la toate circuitele integrate TTL, începe să se generalizeze prezenţa la toate intrările a unor diode cu anodul la masă, care uniformizează caracteristicile pentru tensiuni de intrare negative şi uşurează condiţiile de interconectare, împiedicînd unele reflectări nedorite pe liniile de legătură.

Curba *2* se obţine dacă una dintre intrările $\overline{S}$, $\overline{R}$, K sau J este pusă la masă, iar curba *3* dacă $\overline{R} = \overline{S} = 0$ şi reprezintă suma unor caracteristici de tip „0" cu curenţii livraţi de rezistenţele R_5 şi R_7.

Intrarea $\overline{R}$ (fig. 10). Curba *1* se obţine pentru $\overline{T} = \overline{S} = J = K = 1$ şi este suma a trei caracteristici: tip „0 mic" la T_{10}, tip „0 mare" la T_3 şi tip „1" la T_4. Cînd semnalul creşte peste 1,4 V, celula MASTER basculează, caracteristica la T_{10} devine de tip „1" provocînd saltul punctului de funcţionare pe curba 5. Curba 2 apare pentru $\overline{T} = 0$, curba *3* pentru

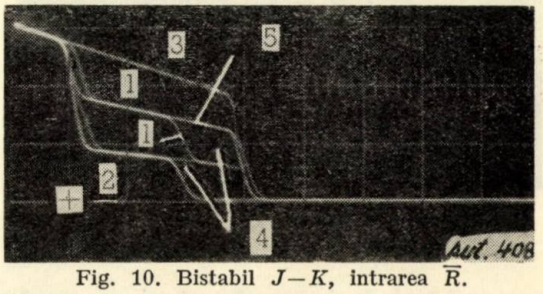


Fig. 10. Bistabil $J-K$, intrarea $\overline{R}$.

$\overline{S} = 0$, curba *4* pentru $\overline{S} = \overline{T} = 0$ şi curba *5* pentru $\overline{S} = J = 0$.

Explicarea detaliată a acestor curbe se face pe căi similare cu cele parcurse anterior.

Intrarea J (fig. 11). Curba *1* este o caracteristică de tip „1" şi apare cînd toate celelalte intrări sînt în gol şi $\overline{Q} = 1$, iar curba *2*, de tip „0", se formează cînd $\overline{R}$, $\overline{T}$ sau $\overline{Q}$ sînt nule.

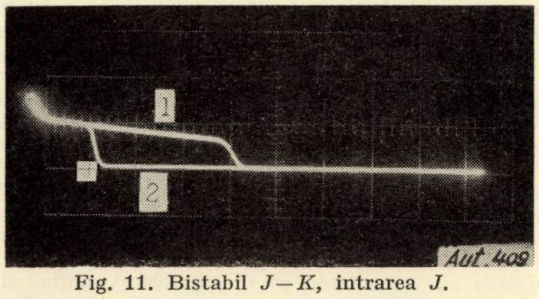


Fig. 11. Bistabil $J-K$, intrarea J.

Caracteristici de ieşire (fig. 12). Ridicate pentru ieşirea $\overline{Q}$, curbele sînt asemănătoare cu cele descrise pentru bistabilul tip D. Fenomenul de salt de pe curba *1* pe curba *2* pentru tensiuni

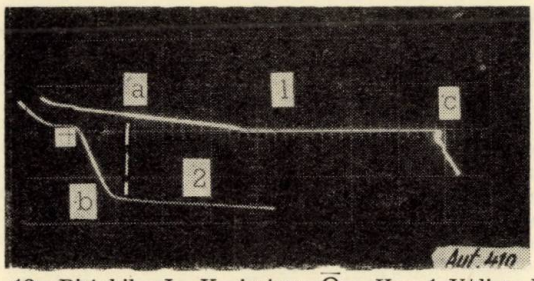


Fig. 12. Bistabil $J-K$, ieşirea $\overline{Q}$ · $H = 1$ V/div, $V =$ = 50 mA/div.

mici negative nu mai este prezent. În zona normală de lucru, circuitul se dovedeşte a fi perturbabil la ieşire (salturi între curbe în zona „$a-b$") dacă toate intrările sînt în gol sau dacă $J = 0$ şi/sau $K = 0$. Perturbarea circuitului în acest mod îl poate bascula ireversibil. Se recomandă deci ca perioada de pregătire (impuls ceas $\overline{T} = 1$) să dureze cît mai puţin.

Concluzii

Articolul cuprinde studiul caracteristicilor statice ale circuitelor integrate TTL cu memorie tip D şi $J-K$ MASTER—SLAVE pe baza interpretării unei serii de rezultate experimentale. Comentariile făcute privesc îndeosebi regimurile de funcţionare incorectă şi cele care pot duce la introducerea unor perturbaţii în sistem. Se relevă concluzia generală că, pentru a reduce receptivitatea la perturbaţii a circuitelor, trebuie ca impulsul de tact în perioada de pregătire să dureze cît mai puţin şi lungimile interconexiunilor la ieşiri (şi la intrarea de tact pentru circuitul $J-K$ MASTER—SLAVE) să fie cît mai reduse.

În mod asemănător caracteristicilor descrise în lucrarea [1], caracteristicile studiate aici prezintă interes pentru explicarea comportărilor dinamice ale circuitelor integrate TTL şi a interconectării acestora.

BIBLIOGRAFIE

[1] Marinescu, N. *Analiza circuitelor integrate TTL.* Caracteristici statice. În: Automatica şi Electronica 15, nr. 1, 1971, p. 32—37.
[2] Lilen, H. *La famille des circuits intégrés de logique.* La série FC de RTC. În: Électronique industrielle, nr. 112, 1968.
[3] Oehmichen, J. P. *Les basculeurs MAÎTRE—ESCLAVES.* În: Électronique industrielle, nr. 117, 1968.
[4] *Integrated circuit technology and application part.* 7. T.I. Syst. Design. Group. În: Electronic components nr. 1, 1968.
[5] Krausener, J. M. *Bascules et compteurs en circuits intégrés TTL.* În: Electronique industrielle, nr. 110, 1968.
[6] *The integrated circuit data book.* Supplement, 1, MOTOROLA Semiconductor Products Inc., ian 1969.

RECENZII

M. Graef, R. Greiller, G. Hecht. **Prelucrarea datelor în domeniul timpului real.** München Oldenbourg —Verlag, 1970, 232 pag.

Prelucrarea electronică a datelor a pătruns în ultimii ani nu numai în ştiinţă şi tehnică ci mai ales în economie şi administraţie. Lucrarea îşi propune să prezinte sintetic realizările de pînă acum într-o ramură specializată a prelucrării electronice a datelor şi anume aceea a prelucrării în timp real. Noţiunea de timp real este luată de autori în accepţiunea aproape unanim admisă (astfel se defineşte ca instalaţie de prelucrare a datelor în timp real, acea instalaţie care lucrează în directă legătură cu procesul, pe care-l controlează pas cu pas). Este echivalentul termenului „realtime — processing" din limba engleză.

Principiile prelucrării datelor în timp real, ca şi organizarea acestei activităţi, diferă de cele privind prelucrarea datelor în maniera clasică, atît ca echipament (hardware) cît şi ca programare (software), în sensul că sînt mai complexe. În schimb prelucrarea în timp real asigură o legătură directă în timp între datele de intrare şi cele de ieşire, legătură foarte importantă în unele procese cu comandă automată.

Lucrarea este împărţită în şase capitole mari, primul dintre acestea fiind un capitol de introducere. Cel de al doilea este denumit „Construcţia şi modul de lucru al unui sistem de prelucrare a datelor discrete, cu comandă prin program". El descrie partea hardware a unei instalaţii de prelucrare automată a datelor, ca şi bazele programării.

Capitolul următor cuprinde cîteva importante principii şi exemplificări, privind prelucrarea continuă a datelor. Aici se prezintă în principal problema întreruperii automate a programelor şi lucrul simultan al unităţii centrale şi periferice (multiprogramarea).

Următoarele trei capitole (4—6) sînt consacrate exclusiv prelucrării în timp real. Se expun astfel, pe larg, construcţia şi modul de lucru al unui sistem de prelucrare a datelor în timp real. Se explică noţiunea de timp real, principiile, realizarea întreruperii programelor în timp real, protecţia memoriei, canalele de date în procesul de prelucrare a datelor în timp real şi prelucrarea datelor în timp real.

În continuare se examinează cîteva aşa-numite probleme speciale ale prelucrării datelor în timp real. Este vorba aici de : programul de comandă central, timpul de răspuns (al sistemului de prelucrare în timp real), priorităţi şi aşteptări, memoria sistemului şi altele. În final se dau o serie de exemple privind prelucrarea datelor în timp real. Aici se tratează : prelucrarea automată a datelor în timp real pentru utilizări generale (ca evidenţa mărfurilor şi a stocurilor, evidenţa conturilor bancare, regăsirea informaţiei etc.), prelucrarea automată a datelor privind procesele de producţie (continue, cum sînt de exemplu cele din industria chimică, sau discontinue, cum sînt fabricarea laminatelor, hîrtiei şi altele) şi prelucrarea automată a datelor în timp real într-o mare societate de transport aerian (la rezervarea locurilor, informaţii, planificarea şi comanda traficului aerian şi altele).

Lucrarea se încheie cu o bibliografie, cu un index de nume şi termeni.

Ţinînd seamă de nivelul superior al lucrării celor trei specialişti germani, o recomandăm tuturor celor care lucrează în domeniul prelucrării automate a datelor, în centrele de calcul, începători şi ingineri, economişti, ca şi celor din specialităţile înrudite. Ea este de asemenea foarte utilă cadrelor didactice şi studenţilor din facultăţile de specialitate (în special automatică, energetică, electrotehnică, calcul economic, statistică etc.).

Fl. Stănciulescu

S. C. Gupta, L. Hasdorff. **Fundamentele reglării automate.** New York, Wiley, 1970, 583 pag.

Înscriindu-se pe linia modernă, de promovare a sistemelor şi tehnicilor noi de reglare automată, lucrarea include pe lîngă capitolele devenite clasice (referitoare la teoria şi practica sistemelor continue) şi capitole noi mai puţin clasice (de exemplu cele referitoare la sistemele de reglare discrete). Materialul acoperă astfel analiza şi proiectarea sistemelor continue, ca şi a celor discrete. Tehnicile de lucru cunoscute sînt discutate în detaliu atît pentru analiză cît şi pentru compensare. Autorii arată că multe exemple de calcul de sisteme, continue sau discrete, au fost efectuate cu ajutorul unui calculator digital (este vorba bineînţeles de calcule numerice) şi sfătuiesc pe cititori să nu ezite de a face acelaşi lucru.

Lucrarea este organizată pe 11 capitole şi conţine şi un capitol cu notaţii (la început), o bibliografie şi un index (la sfîrşit).

Capitolul 1 expune problemele fundamentale şi metoda de „atac" : metoda aceasta nu este alta decît transformarea L (Laplace), atunci cînd timpul este continuu, şi transformarea Z, atunci cînd timpul este discret.

Următoarele trei capitole (cap. 2—4) se ocupă de sistemele continue. Aici sînt tratate probleme mai mult sau mai puţin clasice ca : răspunsul la impuls şi funcţia de transfer, analiza răspunsului tranzitoriu al sistemului utilizînd funcţia de transfer, problema stabilităţii, eroarea staţionară, metoda locului rădăcinilor şi metoda lui Mitrovici.

Următoarele două capitole (cap. 5—6) sînt consacrate sistemelor de reglare discrete. Se dezvoltă transformarea Z şi conceptul de funcţie de transfer în domeniul Z, analizîndu-se răspunsul tranzitoriu al unui sistem discret. Stabilitatea sistemului discret, eroarea staţionară, metoda locului rădăcinilor şi metoda lui Mitrovici pentru un sistem discret sînt de asemenea examinate aici.

Capitolul 7 se ocupă de analiza sistemelor continue şi a celor discrete, cu ajutorul metodei stării variabile.

Capitolele 8—10 sînt consacrate problemelor privind compensarea sistemelor de reglare continue şi a celor discrete. După o introducere în teoria compensării, se examinează metodele de compensare pentru sisteme continue (compensarea prin locul rădăcinilor, compensarea prin răspunsul în frecvenţă, compensarea prin metoda Mitrovici) şi se compară metodele între ele. Se examinează de asemenea metode de compensare a sistemelor discrete, şi se compară între ele.

În fine ultimul capitol, privind tot problema compensării sistemelor de reglare automată, atacă metoda compensării cu ajutorul integralei pătratului erorii (cunoscutul criteriu de optimizare) şi proiectarea compensatorului cu şi fără constrîngeri.

În ansamblu lucrarea prezentată arată aceeaşi dorinţă înnoitoare a materialului conţinut, observată în ultima vreme la toţi autorii şi cercetătorii.

Cercetările efectuate în ultimii ani, mai ales în domeniul spaţiului cosmic şi energiei nucleare, au dus la diversificarea tratatelor şi a cursurilor de reglare automată (reglarea optimală, reglarea neliniară, sisteme cu parametrii distribuiţi, aspecte legate de calculatoare, filtre Kalman, aplicaţiile analizei funcţionale). Evident toate acestea sînt domenii noi şi interesante. Dar rămîne de bază teoria sistemelor continue şi a celor discrete, sisteme care împreună cunosc cea mai mai largă răspîndire şi ca atare se impune a fi cel mai bine cunoscute. Lucrarea de faţă prezintă amplu şi la un nivel ridicat, dar într-un stil clar, tocmai aceste sisteme de reglare automată.

De aceea credem că toţi cei interesaţi în fundamentele reglării automate (cadre didactice şi studenţi, cercetători şi proiectanţi, ca şi specialişti din domeniile înrudite) vor găsi aici o sursă preţioasă de informaţii.

Fl. Stănciulescu

MŰSZAKI KÖNYVTÁR

INDEX ALFABETIC DE SUBIECTE

PE RUBRICI ŞI PROBLEME

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA 1971

ARTICOLE ŞI NOTE

Teoria sistemelor automate

Alegerea spaţiului formelor în problema conducerii automate prin sisteme instruibile de recunoaştere, nr. 4, p. 153—156.

Conceptele teoriei sistemelor, nr. 3, p. 100—110.

Despre existenţa optimului într-o categorie de probleme de reglare optimală, nr. 6, p. 254—258

Determinarea matricei de transformare pentru obţinerea sistemului adjunct (asociat). nr. 5, p. 201—204

Grafe de semnal în analiza circuitelor pneumatice de joasă putere, nr. 2, p. 65—74.

O metodă de clasificare automată (on-line) a datelor, nr. 3, p. 110—116.

Sinteza circuitelor secvenţiale liniare, nr. 1, p. 17—22.

Sisteme multivariabile în procesele dinamice rapide, nr. 6, p. 249—254

Sistemul echivalent de ordinul II al motorului sincron comandat prin frecvenţă, nr. 1, p. 12—16.

Componente şi echipamente pentru sisteme automate

Cercetarea experimentală a elementelor fluidice, nr. 5, p. 212—218

Cercetări privind funcţionarea modulatorului magnetic (M.M.) ca element static de măsură a fazei, nr. 4, p. 157—164.

Dispozitiv automat de realizare a funcţiilor de corelaţie, nr. 4, p. 165—171.

Metodă pentru construirea sistemelor numerice de reglare cu caracteristici de invarianţă, nr. 4, p. 188—196.

Principii de realizare a regulatoarelor fluidice, nr. 5, p. 204—209

Simulator fluidic de elemente şi circuite numerice SELF—1, nr. 5, p. 209—212

Unele elemente şi dispozitive fluidice noi, nr.5, p.223—228

Aplicaţiile industriale ale sistemelor automate

Aprinderea electronică şi măsurarea turaţiei la motoarele cu explozie, nr. 6, p. 274—277

Cercetări experimentale privind conducerea proceselor complexe utilizînd automate instruibile de recunoaştere a situaţiilor, nr. 1, p. 8—12.

Echipament fluidic pentru protecţia tehnologică a buclei de iradiere a probelor de combustibil nuclear, nr. 5, p. 218—223

O metodă nouă de proiectare logică a automatelor secvenţiale asincrone, nr. 2, p. 78—82.

Sistem de comandă cu elemente fluidice de tipul amplificatorului cu turbulenţă, nr. 5, p. 228—235

Telemecanică

Analiza automată a funcţionării echipamentelor de telemecanică tip ETM—230 A, nr. 1, p. 37—42.

Calculatoare electronice

Calculator analogic cu semnal în curent, nr. 4, p. 178—183.

Dependenţa performanţelor sumatoarelor paralele de factorul de piramidare al circuitelor, nr. 2, p. 88—92.

Relaţie de echivalenţă între reprezentarea informaţiilor cu simboli duali şi ca funcţii de timp, nr. 2, p. 61—65.

Situaţia actuală şi tendinţe de perspectivă în domeniul imprimatoarelor rapide folosite în sistemele de calcul, nr. 4, p. 184—188.

Utilizarea memoriilor ROS pentru comanda calculatoarelor numerice, nr. 4, p. 172—177.

Programare şi modelare

Consideraţii privind limbajele de programare utilizate în industria constructoare de maşini, nr. 2, p. 49—56.

Despre extinderea algoritmului de împărţire SRT, în cazul considerării resturilor parţiale redondante, nr.6,p. 268—273

Metodă de proiectare a transformatoarelor funcţionale cu ajutorul calculatoarelor numerice, nr. 3, p. 131—136.

Modelarea pătrunderii cîmpului magnetic în tole feromagnetice pe un calculator analogic, nr. 2, p. 83—88.

Trasarea locului rădăcinilor cu ajutorul calculatorului numeric, nr. 3, p. 123—131.

Electronică industrială şi dispozitive

Analiza circuitelor integrate TTL. Caracteristici statice, nr. 1, p. 32—37.

Analiza circuitelor integrate TTL cu memorie. Caracteristici statice, nr. 6, p.281—285

Aparatura electronică portabilă pentru carotajul radioactiv gama spectrometric, nr. 3, p. 143—146.

Circuit de întîrziere comandat prin tensiune, nr. 2, p. 92—95.

Comutator electronic bicanal cu circuite Schmitt, nr. 3, p. 147—148.

Generator electronic cu reacţie pozitivă de mişcare pentru producerea ultrasunetelor, nr. 1, p. 1—18.

Neurostimulator digital programat, nr. 5, p.236—242

Probleme privind stabilitatea la semnale perturbatoare a unui circuit bistabil DTL cu integratoare Miller, nr. 6, p. 259—267

Procedee pentru îmbunătăţirea performanţelor surselor de alimentare stabilizate, nr. 2, p. 56—61.

Redresor comandat cu tiristoare cu caracteristică de transfer liniară, nr. 3, p. 136—142.

Sinteza circuitelor pentru comanda logică transistorizată a întrerupătoarelor din centrale şi staţii electrice, nr. 1, p. 22—27.

Stabilizator de tensiune cu reglare în impulsuri, nr. 6, p. 278—280

Sursă de tensiune stabilizată, nr. 4, p. 197—200.

Tehnică nucleară

Calculul impulsurilor electrice date de detectoare cu semiconductoare ca răspuns la radiaţii nucleare, nr. 2, p. 74—78.

Siguranţa în funcţionare şi controlul calităţii produselor

Aparat pentru măsurarea şi înregistrarea grosimilor cu ajutorul radiaţiilor ionizante, nr. 3, p. 116—123.

Plan de verificare al acceptării loturilor de produse din punctul de vedere al siguranţei în funcţionare. Aplicaţie la condensatoare styroflex, nr. 1, p. 27—31.

Noutăţi—Actualităţi

nr. 1, p. 42—44
nr. 3, p. 148—149
nr. 5, p. 242—245

Recenzii

nr. 1, p. 44—45
nr. 2, p. 96
nr. 5, p.246
nr. 6, p.286

Documentare

nr. 1, p. 45—46

Cronică

nr. 3, 149—152

E 2551

INDEX ALFABETIC DE AUTORI

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA 1971

A

Alecu-Călușiță M.: nr. 3, p. 123—131
Anastasiu S.: nr. 6, p. 249—254
Anușca M.: nr. 4, p. 165—171

B

Balaban G.: nr. 4, p. 157—164
Bălănescu Al.: nr. 5, p. 236—242
Bejan I.: nr. 4, p. 157—164
Beloiu D.: nr. 2, p. 88—92; nr. 6, p. 278—280
Bivol I.: nr. 1, p. 8—12

C

Călin C.: nr. 3, p. 116—123
Călin S.: nr. 5, p. 201—204
Ceangă Em.: nr. 1, p. 8—12; nr. 4, p. 153—156
Cergan P.: nr. 4, p. 172—177
Ciocănescu M.: nr. 5, p. 218—223
Comănescu V.: nr. 3, p. 143—146
Cosmin D.: nr. 5, p. 228—235

D

Dănilă Th.: nr. 3, p. 116—123
Dobrescu D. N.: nr. 1, p. 27—31
Dobrescu R.: nr. 2, p. 49—56
Dragoș D.: nr. 4, p. 184—188
Dumitrică A.: nr. 4, p. 197—200; nr. 6, p 274—277

F

Florea M.: nr. 4, p. 184—188
Florea S.: nr. 2, p. 65—74; nr. 5, p. 204—223
Fogoroș I.: nr. 3, p. 131—136

G

Găburici V.: nr. 5, p. 218—223
Gheorghe V.: nr. 3, p. 123—131
Goilav Em.: nr. 2, p. 61—65; nr. 6 p. 254—258

H

Hurduc D.: nr. 4, p. 165—171

I

Iacob A.: nr. 4, 178—183
Ionescu G.: nr. 3, p. 116—123

J

Jipa C.: nr. 1, p. 1—8

K

Kaucsár M.: nr. 3, p. 136—142
Kun I.: nr. 1, p. 17—22

L

Landau A. D.: nr. 6, p. 259—267

M

Marinescu N.: nr. 1, p. 32—37; nr. 6, p. 281—285
Micu Em.: nr. 1, p. 12—16
Moldoveanu C.: nr. 2, p. 56—61
Mureșan T.: nr. 2, p. 92—95

N

Necula M. A.: nr. 2, p. 83—88
Necula N. N.: nr. 3, p. 110—116; nr. 4, p. 153—156
Nitu C.: nr. 4, p. 188—196

P

Palcu I.: nr. 4, p. 165—171
Penescu C.: nr. 3, p. 97—99; nr. 3, p. 100—110
Poenaru D. N.: nr. 2, p. 74—78
Porțeanu M.: nr. 1, p. 22—27

R

Reus N.: nr. 2, p. 78—82

S

Soceanu A.: nr. 4, p. 178—183
Soceneanțu A.: nr. 6, p. 268—273
Soran I.: nr. 1, p. 37—42
Spinei F.: nr. 2, p. 83—88
Spînceană N.: nr. 2, p. 49—56
Stănescu A.M.: nr. 2, p. 65—74; nr. 5, p. 218—223
Stere R.: nr. 1, p. 1—8
Szöcs H.: nr. 3, p. 147—148

Büromaschinen—Export GmbH Berlin
DDR—108 Berlin, Friedrichstrasse 61
Republica Democrată Germană

Ascota

INSTALAȚIE DE MEMORAT INFORMAȚII DE MARE PERSPECTIVĂ

Pentru industrie, comerț, administrație, pentru toate sectoarele din economie

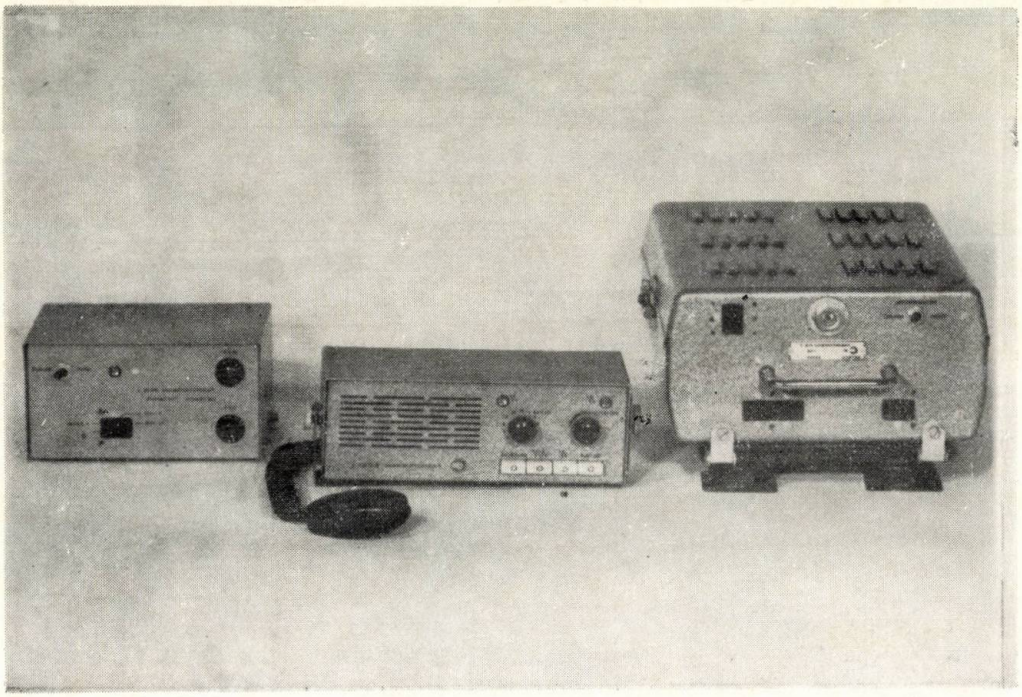
ASCOTA 071 este un aparat periferic special pentru prelucrarea electronică a datelor.

Prin decuplarea racordului de perforare, instalația de memorat informații poate fi întrebuințată și ca dispozitiv automat de contabilizare autonom.

ASCOTA 071 înseamnă :

- — un grad înalt de automatizare
- — economisire de timp
- — un aparat de capacitate superioară din RDG.

Echipat cu 2, 4 sau 6 dispozitive de soldare. Introducerea datelor și manipularea cu ajutorul unei mici claviaturi cu mare viteză de imprimare. Debitarea benzii de perforare și aparat atașabil de control al cifrelor.



EXPORTĂ APARATE TELEFONICE AUTOMATE TA-100

confecționate din material termoplastic în diferite culori.

TA—100 sînt prevăzute cu dispozitive pentru deplasare ușoară, cu o singură mînă, și pentru permutarea garniturii microtelefonice fără întreruperea convorbirii.

Elementele principale ale telefonului sînt executate în montaje imprimate.

Cu disc de telefon fără zgomot, cu capac contra prafului, suportă mai mult decît un milion de convorbiri.

Capsula telefonică este de tip nou și realizată la cel mai înalt nivel tehnic mondial.

Șnurul este din masă plastică, în formă de spirală, la culoarea telefonului.

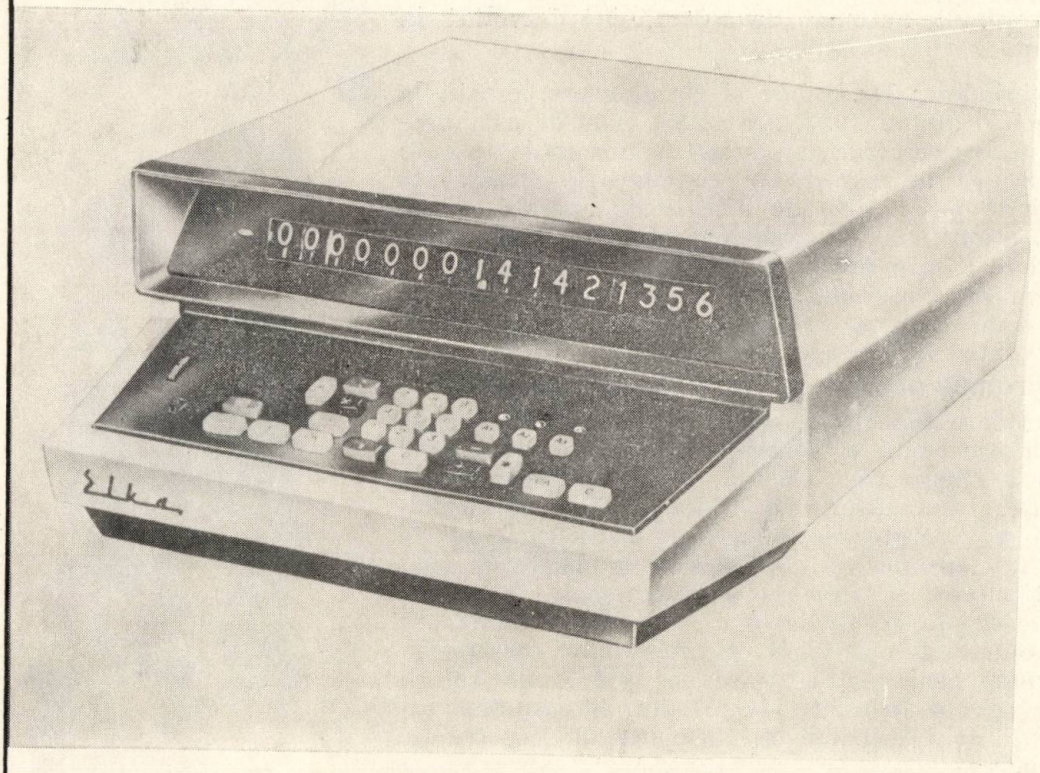
ELECTROIMPEX — BULGARIA
SOFIA, ul. G. Washington nr. 17
Telefon : 88—49 —91
Telex : 575

ELEKTROIMPEX

PUBLICOM

Electroimpex

ELECTROIMPEX S.A.R.L. — BULGARIA
SOFIA, ul. G. Washington 17
Telefon: 88-49-91
Telex: 575



EXPORTĂ CALCULATOARE ELECTRONICE "ELKA„ 6521 DE BIROU

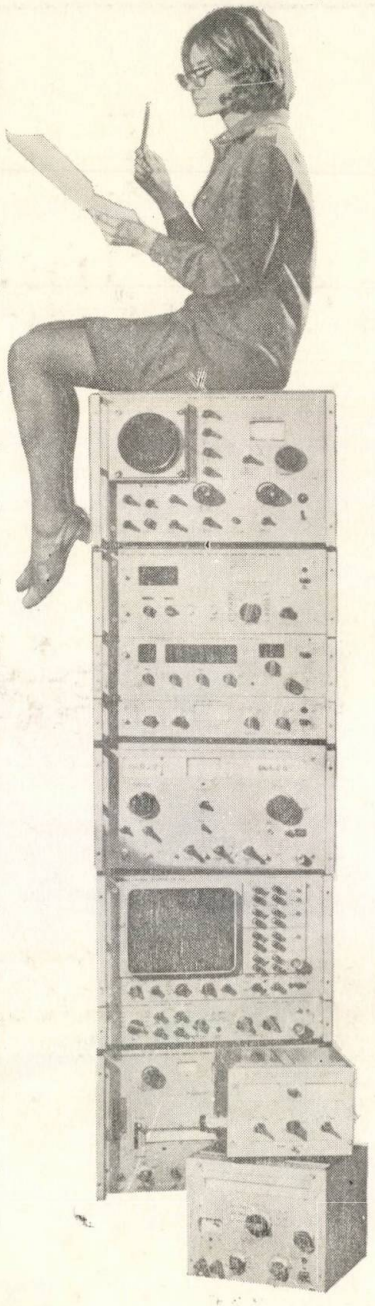
Conceput pentru rezolvarea problemelor tehnice și economice

ELKA 6521:

- — efectuează adunarea, scăderea și extragerea rădăcinii cu numere de 16 cifre ;
- — face înmulțirea și ridicarea la putere cu precizie dublă ;
- — realizează adunarea și scăderea în trei registre independente ;
- — execută calculul cu precizia aleasă în prealabil ;
- — ordonează toate numerele și rezultatele pînă la amplasarea fixată în prealabil a virgulei și efectuează rotunjirea rezultatelor ;
- — la o manipulare greșită, operația este întreruptă automat ;
- — funcționează rapid și silențios ;
- — oferă o mare ușurință în manevrare.

PUBLICOM

Pe un program progresiv



nu ne putem aşeza. Dezvoltarea va progresa în viitor mai repede decît acum. Chiar progresul de pînă acum al firmei Rohde & Schwarz a fost cu totul altfel decît liniştit.

Importante realizări de pionierat:
1938 primul ceasornic portativ cu cuarţ din lume (utilizat în Sahara)
1943 prima fişă combinată de înaltă frecvenţă fabricată industrial
1967 primul automat de măsură IC dezvoltat în Europa

Întreprinderea Dr. Rohde şi Dr. Schwarz, creată la începutul anului 1930, are astăzi 4000 de colaboratori pentru cercetări, producţie şi vînzare de aparate electronice de măsură şi comunicaţii. Programul cuprinde peste 1000 de modele de aparate.
Baza ştiinţifică este suprema poruncă într-o întreprindere ai cărei fondatori sînt fizicieni. O grijă extremă în fabricaţie şi un control sever al calităţii au contribuit de asemenea la dobîndirea unui renume mondial pentru fabricatele noastre.

Programul nostru de aparate de măsură:
Emiţătoare pentru frecvenţă joasă pînă la foarte înaltă frecvenţă ● Generatoare cu frecvenţă normală ● Locuri de măsură pentru interferenţe ● Normale de măsurat ● Amplificatoare ● Osciloografe ● Aparate de înregistrat ● Instrumente de măsurat tensiunea şi cîmpul ● Instrumente de măsurat puterea şi frecvenţa ● Instrumente de măsurat pentru R, L, C, tan δ şi Q ● Semiconductoare şi automate de măsură IC ● Program de construcţii modulare pentru înregistrarea şi prelucrarea valorii de măsură ● Instalaţii de măsurat intensitatea sonoră şi de televiziune ● Elemente de construcţie coaxiale.

Din vîrful

turnului olimpic din München (figura din stînga) şi al altor turnuri de emisiune din multe ţări se emit programe de radio şi televiziune. Instalaţiile stereo sau în culori, inclusiv staţiile de emisiune şi antenele, sînt de la Rohde şi Schwarz. Creaţii de pionierat din domeniul transmiterii de ştiri de la Rohde şi Schwarz:
1949 primul radioemiţător german de unde ultrascurte
1964 prima instalaţie europeană telemetrică de recepţie pentru sateliţi de prognoză a vremii.

Programul nostru de telecomunicaţii:
Staţii de emisiune mobile şi staţionare, instalaţii de recepţie şi antene pentru unde scurte, radio pe unde ultrascurte, televiziune şi securitatea zborurilor ● Recepţie de la sateliţi ● Amplificatoare de selectivitate ● Aparate de adaptare ● Comenzi cu rotaţie ● Dispozitive de teleacţiune.

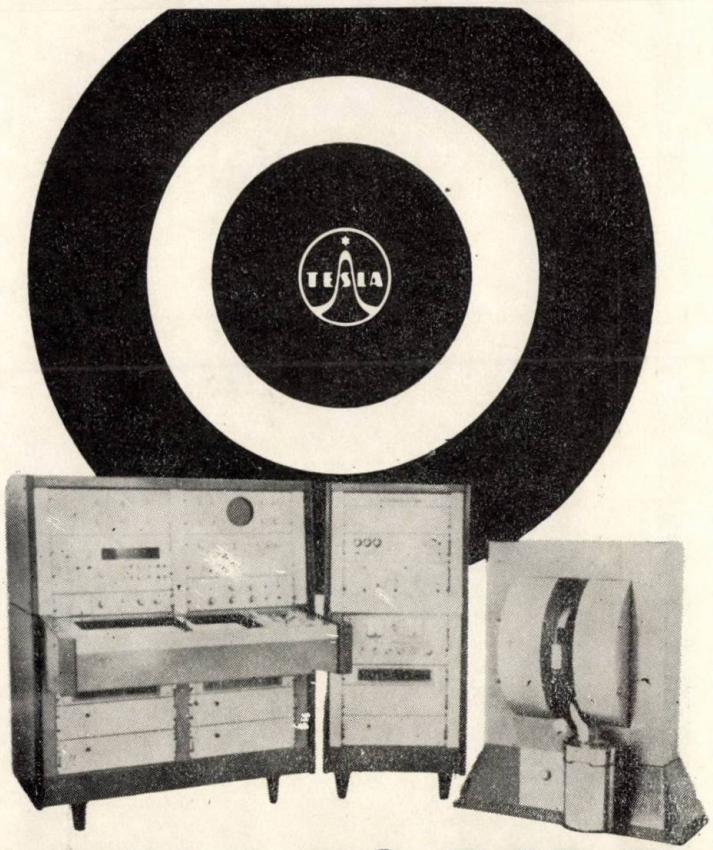
ROHDE & SCHWARZ

-8000 Muenchen 80 ● Căsuţa poştală 801469 ● Muehldorfstrasse 15 ● Telex 52 3703

PUBLICOM

Pentru rezultate bune vă este necesar un sistem care nu dă greș.

Doar SPECTROMETRELE



TESLA BS 487 B

Acest aparat de înaltă perfecțiune, pentru realizarea de analize cu ajutorul rezonanței miezului magnetic, este înzestrat cu un obturator interior homonuclear, cu o corecție automată a omogenității, cu contor electronic și cu dispozitiv plat de înregistrare. El lucrează cu o deosebită precizie a analizei și nu alterează proba.

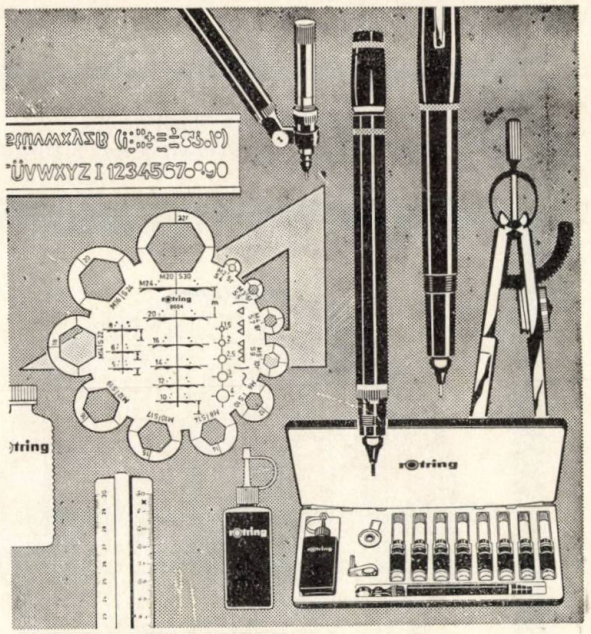
Avantaje :

Frecvența standard 80 MHz /^{1}H, ^{19}F/
Alte frecvențe de lucru 60 MHz /^{1}H, ^{19}F/
20 MHz /^{11}B, ^{13}C/
Puterea rezolvantă 5.10^{-9} (garantat); realizabil 3.10^{-9}
Sensibilitatea 25 :1 din cvartetul CH_2
din 1 % de benzol etilic (garantat) ; realizabil 30: 1
Greutatea magnetului doar 1 300 kg

Informații detaliate :

KOVO FOREIGN TRADE CORPORATION
ELECTRONICS
TŘ.DUKELSKÝCH HRDINŮ 47
PRAHA-CZECHOSLOVAKIA
Telex: PRAHA 283 Tel; 3801

PUBLICOM



rotring
macht das Zeichnen leichter

Pe baza renumitului Tintenkuli a fost dezvoltat stiloul cu tuș Rapidograph, primul stilou cu tuș din lume, cu sistem tubular și mecanism cu piston, pentru desen tehnic, cu 10 grosimi de linii de la 0,1 la 1,2 mm. Sistemul schimbabil Variant contribuie la o mai bună raționalizare a lucrărilor de desen. Pot fi realizate 10 grosimi de linii de la 0,1 pînă la 1,2 mm folosind un singur suport.

Pentru scrierea curată și exactă, Rotring oferă un sistem variabil Varioscript pentru 16 mărimi de litere de la 1,4 la 20 mm.

Special pentru desenul pe material plastic a fost confecționat stiloul cu tuș Foliograph pe baza sistemului interschimbabil, cu vîrf de safir, pentru 8 grosim de linii de la 0,15 la 1,2 mm. De asemenea a fost adoptat pentru tușuri dizolvante de folii și solubile în apă. Cu Rotring se poate desena mai ușor — mai repede — mai rațional !

- Asigură o durată lungă de funcționare datorită vîrfurilor tubulare rezistente la uzură
- Ușurează alegerea grosimii necesare
- Trasează linii uniforme cu margini bine definite
- Asigură lucrări curate
- Are un rezervor de tuș de mare capacitate
- Se reîncarcă în mod simplu
- Se poate curăța ușor

O vastă gamă de instrumente de desen indispensabile în cazurile în care se cere o înaltă precizie : stilou de tuș, tuș de desen, șablon de scris și desenat, linii, echere, compasuri.

RIEPE — WERK 2 Hamburg — 54
POSTFACH 13 529 R.F.G.
REPUBLICA FEDERALĂ A GERMANIEI

Vă rugăm cereți prospecte!

PUBLICOM

VEB ELEKTROMAT DRESDEN
Werk für Automatisierung der Elektroindustrie

Confecţionarea semiconductorilor după tehnologia cea mai modernă

Acesta este obiectul nostru permanent de cercetare. La el lucrează o grupă de tehnicieni şi oameni de ştiinţă cu experienţă. În strînsă colaborare cu centre cunoscute de cercetare. Şi în acest scop sînt valorificate regulat experienţele practicii. Rezultatul apare în produsele de vîrf pe plan internaţional ale producţiei de semiconductori după tehnologia planară cu siliciu preferată actualmente. Este structurată variabil. De aceea se adaptează şi la soluţii tehnologice complete de sisteme. Corespunde întocmai cerinţelor speciale ale clientelei.

Noi nu cunoaştem întrerupere în cercetare. Şi transformăm în realizări practice tendinţele internaţionale de dezvoltare ale tehnicii semiconductorilor. Pentru ca dv. să satisfaceţi cerinţele superioare ale industriei electronice şi să rămîneţi şi mîine în rolul de conducător. Vă informăm cu plăcere.

Reprezentanţa în România
Biroul INVEST EXPORT
la Ambasada R.D.G. în R.S.R.
Calea Dorobanţilor 14
BUCUREŞTI

INVEST EXPORT

Volkseigener Aussenhandelsbetrieb der Deutschen Demokratischen Republik DDR — 108 Berlin,. Johannes-Dieckmann-Str. 7/9. Telegrame: DIAINVESTA. Telex: 011 2695 diai dd

PUBLICOM

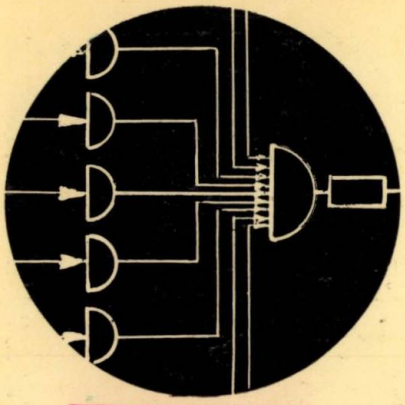
Abonaţi-vă la revistele:

CONSTRUCŢIA DE MAŞINI

ELECTROTEHNICA

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

BIBLIOTEKA GŁÓWNA POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ W GLIWICACH



MICM

IPA

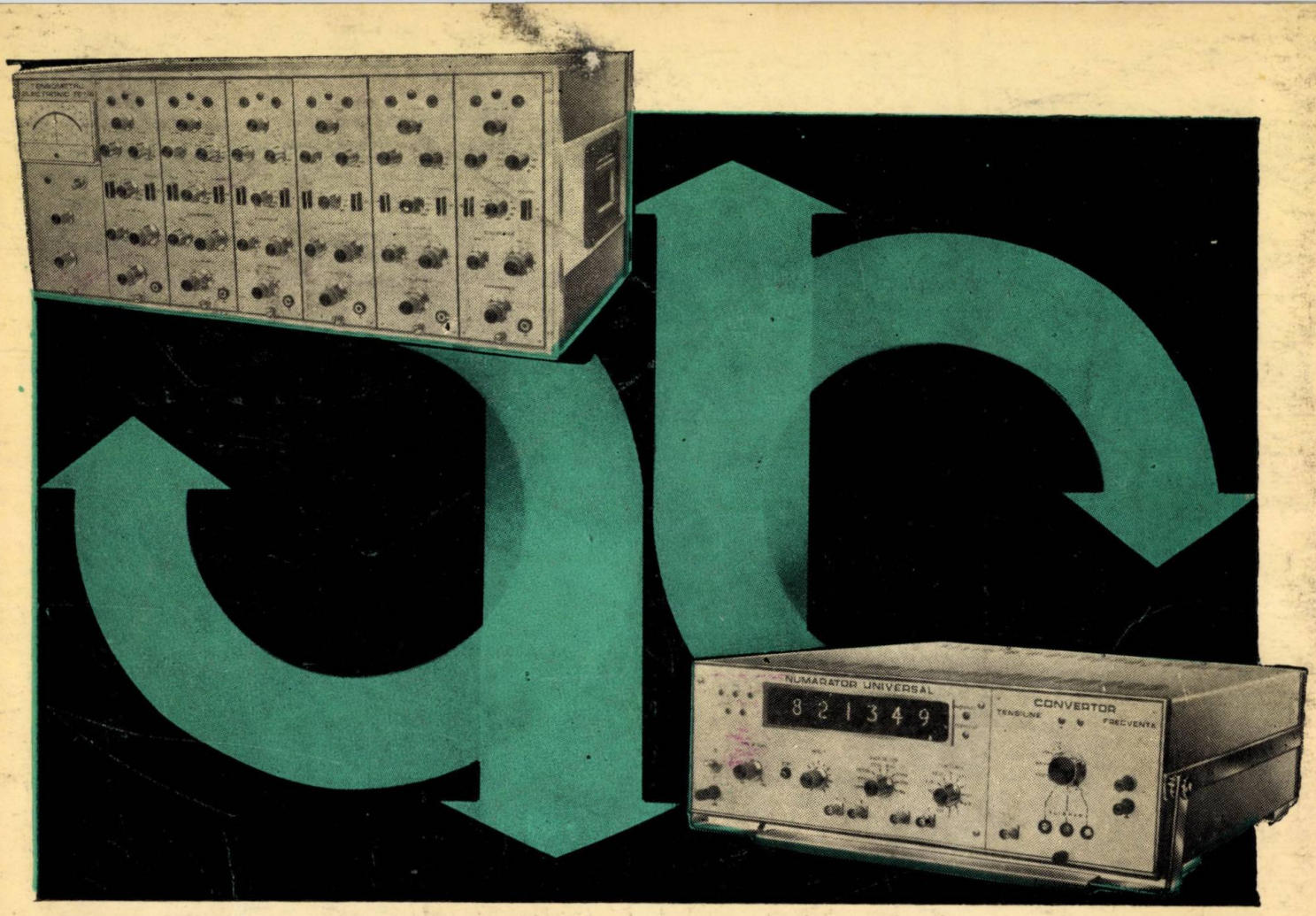
AUTOMATIZARE ŞI UZINE ELECTROTEHNICE

NUMAI PRIN: INSTITUTUL DE CERCETĂRI ŞI PROIECTĂRI AUTOMATIZĂRI ŞI PROIECTĂRI UZINE ŞI INSTALAŢII PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

INSTITUTUL PRIMEŞTE COMENZI ŞI EXECUTĂ:

- **Cercetări în vederea elaborării elementelor şi echipamentelor de automatizare destinate asimilării în fabricaţie de serie sau produse unicat.**
- **Proiectări de instalaţii de automatizare în toate ramurile economiei naţionale.**
- **Studii, studii tehnico-economice, studii de profil pentru unităţile de producţie electrotehnică şi electronică.**
- **Proiecte de execuţie pentru investiţii din industria electrotehnică şi electronică sau pentru procese tehnologice specifice electrotehnice.**
- **Proiecte tehnice pentru utilaje specifice industriei electrotehnice şi electronice.**
- **Execuţii fizice de unicate, modele, prototipuri şi diferite produse, serii mici (microproducţie).**

BUCUREŞTI, BD. KALININ NR. 18, SECTORUL I TELEFON 33.77.22



INSTITUTUL DE CERCETĂRI ŞI PROIECTĂRI PENTRU ELECTRONICĂ ŞI TEHNICĂ DE CALCUL

— București, Bdul Kalinin nr. 18, Sector 1, Telefon 33.61.91 —

- Primește comenzi de cercetare și proiectare pentru aparate și echipamente electronice de laborator sau pentru industrie, din toate sectoarele economice.
- Execută studii tehnico-economice, modele experimentale și prototipuri pentru:
  - aparate electronice de măsurat mărimi electrice
  - aparate electronice de măsurat mărimi neelectrice
  - surse de alimentare
  - echipamente de electronică industrială
  - aparate electronice pentru medicină și biologie
  - echipamente de radiocomunicații
  - piese de ferită.
- În centrul de calcul dotat cu echipament modern se execută la cerere programe în următoarele limbaje de programare:
  - FORTRAN
  - COBOL
  - ASSIRIS.